

LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan virtasäätö tilasäädintä ja –havaittajaa käyttäen

Kimmo Haanpää

Sähkötekniikan korkeakoulu

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi
diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa 29.2.2016.

Työn valvoja:

Prof. Marko Hinkkanen

Työn ohjaaja:

DI Jarno Kukkola

Tekijä: Kimmo Haanpää		
Työn nimi: LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan virtasäätö tilasäädintä ja –havaitсияа käyttäen		
Päivämäärä: 29.2.2016	Kieli: Suomi	Sivumäärä: 13+80
Sähkötekniikan ja automaation laitos		
Professori: Tehoelektroniikka ja sähkökäytöt		Koodi: S-81
Työn valvoja: Prof. Marko Hinkkanen		
Työn ohjaaja: DI Jarno Kukkola		
<p>Tässä työssä LCL-verkkosuodattimella varustetun kolmivaiheisen, jännitelähteellisen suuntaajan virtasäätö toteutetaan tilasäädintä- ja havaitсияа hyödyntäen. Tilatakaisinkytkennässä verkkovirrat on mitattu. Kondensaattorin jännitteet ja suuntaajan virrat estimoidaan tilahavaitсияalla. Suuntaaja mallinnetaan kytkentäjakson yli keskiarvoisena lineaarisena kytkinmallina, ja järjestelmästä luodaan jatkuva-aikainen malli. Tässä työssä LCL-suodattimesta ja virtasäätimestä luodaan tilaesitykset, joiden avulla ratkaistaan säätimen viritussyhtälöt. Rakennettua säädintä analysoidaan sekä jäykässä että heikossa verkossa. Säädintä verrataan verrokisäätimeen, jossa samaa tilasäädintä ja -havaitсияа käyttäen on mitattu suuntaajan virrat. Säädin viritetään verrokisäätimen säätöparametrien arvoilla. Tämän työn säätimen ja verrokisäätimen herkkyyttä parametrivirheille analysoidaan käyttämällä juuriuraa. Simuloimalla säätimen referenssin askelvastetta ja verkkojännitteen notkahdusta verrataan säädinten dynamiikkaa toisiinsa virheettömillä parametrin arvoilla. Stabiilisuusmarginaaliksi valitaan 0,7...1,3-kertainen arvo annettujen parametrien nimellisarvoihin verrattuna. Juuriurat osoittavat, että verkkovirran takaisinkytkennällä virtasäädin on herkempi parametrivirheille verrokisäätimeen verrattuna. Juuriurat osoittavat myös, että järjestelmä menee epästabiiliksi, kun suodattimen parametrit ovat suuremmat kuin 1,2-kertaiset nimellisarvoihin verrattuna. Tämän työn säädin ei täytä vaadittua robustiutta verrokisäätimen viritysparametrien arvoilla. Työssä ehdotetaan resonoivien napaparien vaimennusvakiolle suurempaa arvoa. Ehdotetulla vaimennusvakioilla saadaan säädin stabiiliksi vaaditulla stabiilisuusalueella. Simuloimalla osoitetaan, että tämän työn ja verrokisäätimen dynamiikat ovat verrokin viritysparametreilla identtiset vakiovirhettä lukuun ottamatta. Ehdotetulla vaimennusvakion arvolla säätövoiman tarve ei merkittävästi kasva.</p>		
Avainsanat: LCL-suodatin, tilahavaitсия, tilasäädin, verkkosuuntaaja, verkkovirta, virtasäätö		

Author: Kimmo Haanpää

Title: Current control of a grid converter equipped with an LCL filter using state-space controller and observer

Date: 29.2.2016

Language: Finnish

Number of pages: 13+80

Department of Electrical Engineering and Automation

Professorship: Power electronics and electrical drives

Code: S-81

Supervisor: Prof. Marko Hinkkanen

Advisor: M.Sc. (Tech.) Jarno Kukkola

In this thesis, the control of a three-phase, voltage source converter, equipped with an LCL filter, is implemented using a state-space controller and observer. The grid currents are measured for the state-space controller. Capacitor voltages and converter currents are estimated using a state observer. A continuous-time switching-cycle-averaged model is presented for the converter. A continuous-time model is created. The controller is analyzed in stiff and weak grids. State space representations are created for the LCL filter and current controller. Equations are derived for tuning the controller. The controller is compared to a reference controller, that uses the same state-space controller and measures converter currents. The controller is tuned using the tuning parameters of the reference controller. The current controller and the reference controller sensitivity to parameter errors is analyzed using the root locus. The controller dynamics are compared to each other by simulating the reference step response and grid voltage sag using the correct parameter values. A stability margin of 0,7...1,3 times the nominal value of the given parameters is chosen. The root loci indicate that with the feedback of the grid current, the current controller is more sensitive to parameter errors compared to the reference controller. The root loci also show that the system is unstable, when the parameters of the LCL filter are 1,2 times higher than the nominal values. The controller presented in this thesis is unable to fulfill the required robustness using the reference controller tuning parameters. This thesis proposes a higher value for the damping ratio of the resonating poles. The proposed damping ratio is used to stabilize the controller within the required stability area. Simulations show the proposed controller dynamics and the reference controller to be identical when using the reference controller tuning parameters. The proposed damping ratio was found not to significantly increase the need for control effort.

Keywords: current control, grid converter, grid current, LCL filter, state control, state observer

Esipuhe

Tämä diplomityö on tehty opinnäytetyönä Aalto-yliopistolle. Työn valvojana on toiminut professori Marko Hinkkanen ja ohjaajana DI Jarno Kukkola. Haluan kiittää professori Marko Hinkkasta siitä, että hän tarjosi minulle mahdollisuuden tehdä diplomityön Aalto-yliopistolle. Haluan myös kiittää ohjaajaani Jarno Kukkolaa aktiivisesta ohjauksesta, ja erityisesti siitä, että hän on aina ollut valmis vastaamaan lukemattomiin tätä työtä koskeviin kysymyksiini. Kiitän myös molempia hyödyllisistä ja ohjaavista kommentteista työn aikana.

Lopuksi haluan kiittää puolisoani Mariaa sekä perhettäni tuesta ja kannustuksesta, jota olen saanut tämän työn ja opiskelujeni aikana.

Otaniemi, 29.2.2016

Kimmo Haanpää

Sisällysluettelo

Tiivistelmä	ii
Tiivistelmä (englanniksi)	iii
Esipuhe	iv
Sisällysluettelo	v
Symbolit ja lyhenteet	vii
1 Johdanto	1
2 Työkalut	4
2.1 Clarke-muunnos	4
2.2 Park-muunnos	5
2.3 Tilaesitys	6
2.3.1 Tilasäädin	7
2.3.2 Tilahavaintaja	10
3 Verkkosuuntaajan, LCL-suodattimen ja verkon mallinnus	14
3.1 Järjestelmän kuvaus	14
3.2 Malli stationaarisessa koordinaatistossa	17
3.3 Malli tahtikoordinaatistossa	21
3.4 Verkon induktanssin huomioiva malli	25
4 Säättömenetelmät	27
4.1 PI-säätimen rajoitukset ja eri säättömenetelmät	27
4.2 Passiivinen vaimennus	29
4.3 Virtuaaliresistanssi	33
4.4 Suodatusmenetelmät	36
4.5 Korkeamman kertaluvun säätimet ja tilasäädin	39
5 Takaiskytketyn tilasäätimen suunnittelu	46
5.1 Tilasäädin	46
5.2 Tilahavaintaja	48
5.3 Vaihelukittu silmukka	50
5.4 Viiveen kompensointi	51
5.5 Tilahavaintajan tilaesitys verkon induktanssilla	53
6 Virtasäätimen analysointi	55
6.1 Herkkyysanalyysi parametrivirheille	55
6.2 Säättömenetelmän herkkyys verkon induktanssin muutokselle	63
6.3 Simulointi	64
6.4 Johtopäätökset	67

7 Yhteenveto	71
Viitteet	73
A Tilasäätimen ja -havaitajan separoituvuus	77
B Viiveen kompensointi Park-muunnoksessa	79

Symbolit ja lyhenteet

Symbolit

$\mathbf{0}$	nollamatriisi
$\Gamma_0, \Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4, \Gamma_5,$	yleisen kolmannen kertaluvun suodattimella säädetyn järjestelmän halutun nimittäjäpolynomin kerroin
$\alpha_0, \alpha_1, \alpha_3$	yleisen kolmannen kertaluvun säätimen osoittajapolynomin parametri
α_{01}	havaitstijan ensimmäisen asteen napa
$\beta_0, \beta_1, \beta_3$	yleisen kolmannen kertaluvun säätimen nimittäjäpolynomin parametri
ζ	vaimennusvakio
ζ_1	dominoivan napaparin vaimennusvakio
ζ_2	resonoivan napaparin vaimennusvakio
ζ_{o2}	havaitstijan vaimennusvakio
ζ_{PLL}	vaihelukitun silmukan vaimennusvakio
θ_g	verkon tahtikiertokulma
$\hat{\theta}_g$	verkon estimoitu tahtikiertokulma
ω_0	ominaiskulmataajuus
ω_{o2}	havaitstijan ominaiskulmataajuus
ω_f	vaiheenjohtopiirin resonanssitajuus
ω_g	verkon kulmataajuus
$\hat{\omega}_g$	verkon estimoitu kulmataajuus
ω_k	k :nnes harmoninen kulmataajuus
ω_n	kaistanestosuodattimen nollavahvistuksen kulmataajuus
ω_p^s	LCL-suodattimen resonanssitajuus
ω_z^s	LCL-suodattimen antiresonanssitajuus
ω_1	dominoivan napaparin ominaisvärähtelykulmataajuus
ω_2	resonoivan napaparin ominaisvärähtelykulmataajuus
ω_{PLL}	vaihelukitun silmukan ominaisvärähtelykulmataajuus
\mathbf{A}	systemimatriisi tahtikoordinaatistossa
\mathbf{A}_c	myötäkytketyn integroivan tilasäätimen systemimatriisi
\mathbf{A}^s	systemimatriisi stationaarisessa koordinaatistossa

\mathbf{A}'	verkon induktanssin huomioiva systeemimatriisi tahtikoordinaatistossa
$\mathbf{A}^{s'}$	verkon induktanssin huomioiva systeemimatriisi stationaarisessa koordinaatistossa
\mathbf{A}_*^s	systeemimatriisi kaikilla takaisinkytkentävahvistuksilla
$\hat{\mathbf{A}}$	estimoitu systeemimatriisi tahtikoordinaatistossa
$\tilde{\mathbf{A}}$	säädetyin järjestelmän systeemimatriisi
\mathbf{B}	syöttömatriisi tahtikoordinaatistossa
$\hat{\mathbf{B}}$	estimoitu syöttömatriisi tahtikoordinaatistossa
$\tilde{\mathbf{B}}$	säädetyin järjestelmän syöttömatriisi tahtikoordinaatistossa
\mathbf{B}^s	syöttömatriisi stationaarisessa koordinaatistossa
$\hat{\mathbf{B}}_f$	estimoitu kondensaattorin jännitteen syöttömatriisi
\mathbf{B}_g	verkon jännitteen syöttömatriisi tahtikoordinaatistossa
$\hat{\mathbf{B}}_g'$	estimoitu verkon induktanssin huomioiva verkon jännitteen syöttömatriisi tahtikoordinaatistossa
$\tilde{\mathbf{B}}_g$	säädetyin järjestelmän verkon jännitteen syöttömatriisi tahtikoordinaatistossa
\mathbf{B}_g^s	verkon jännitteen syöttömatriisi stationaarisessa koordinaatistossa
$\mathbf{B}_g^{s'}$	verkon induktanssin huomioiva verkon jännitteen syöttömatriisi stationaarisessa koordinaatistossa
\mathbf{C}	ulostulovektori tahtikoordinaatistossa
\mathbf{C}_f	kondensaattorin jännitteen valitseva ulostulovektori tahtikoordinaatistossa
$\tilde{\mathbf{C}}$	säädetyin järjestelmän ulostulovektori tahtikoordinaatistossa
C_{DC}	verkkosuuntaajan välijännitepiirin kondensaattori
C_f	LCL-suodattimen kondensaattorin kapasitanssi
C_{fn}	LCL-suodattimen kondensaattorin kapasitanssi nimellisarvo
\hat{C}_f	LCL-suodattimen estimoitu kondensaattorin kapasitanssi
c_1, c_2	kolmannen kertaluvun yleisen säätimen takaisinkytkentävahvistukset
\mathbf{f}, \mathbf{f}_*	tahtikoordinaatiston kompleksinen funktio
\mathbf{f}^s	stationaarisen koordinaatiston funktio
F	kolmannen kertaluvun yleinen säädin
f_{sw}	suuntaajan kytkentätaajuus
G	siirtofunktio tahtikoordinaatistossa

G^s	siirtofunktio stationaarisessa koordinaatistossa
G_L	kuristimen siirtofunktio tahtikoordinaatistossa
$G_{u_c i_g}$	siirtofunktio suuntaajan jännitteestä verkkovirtaan tahtikoordinaatistossa
$G_{i_g, ref i_g}$	kolmannen kertaluvun säätimellä säädetyn LCL-suodattimen siirtofunktio tahtikoordinaatistossa
$G_{u_c i_c}^s$	siirtofunktio suuntaajan jännitteestä suuntaajan virtaan stationaarisessa koordinaatistossa
$G_{u_c i_f}^s$	siirtofunktio suuntaajan jännitteestä kondensaattorin virtaan stationaarisessa koordinaatistossa
$G_{u_c i_g}^s$	siirtofunktio suuntaajan jännitteestä verkkovirtaan stationaarisessa koordinaatistossa
$G_{u_c u_f}^s$	siirtofunktio suuntaajan jännitteestä kondensaattorin jännitteeseen stationaarisessa koordinaatistossa
$G_{K_{i_c}, u_c, ref i_c}^s$	siirtofunktio kun takaisinkytkentävahvistus on suuntaajan virrasta
$G_{K_{i_f}, u_c, ref i_c}^s$	siirtofunktio kun takaisinkytkentävahvistus on kondensaattorin virrasta
$G_{K_{i_g}, u_c, ref i_c}^s$	siirtofunktio kun takaisinkytkentävahvistus on verkkovirrasta
$G_{K_{u_f}, u_c, ref i_c}^s$	siirtofunktio kun takaisinkytkentävahvistus on kondensaattorin jännitteestä
$G_{N, u_c, ref i_c}^s$	LCL-suodattimen ja kaistanestosuodattimen yhteinen siirtofunktio
$G_{R_{pc}, u_c i_c}^s$	siirtofunktio suuntaajan puolen kuristimen rinnakkaisvastuksella
$G_{R_{pf}, u_c i_c}^s$	siirtofunktio kondensaattorin rinnakkaisvastuksella
$G_{R_{pg}, u_c i_c}^s$	siirtofunktio verkon puolen kuristimen rinnakkaisvastuksella
$G_{R_{sc}, u_c i_c}^s$	siirtofunktio suuntaajan puolen kuristimen sarjavastuksella
$G_{R_{sf}, u_c i_c}^s$	siirtofunktio kondensaattorin sarjavastuksella
$G_{R_{sg}, u_c i_c}^s$	siirtofunktio verkon puolen kuristimen sarjavastuksella
\mathbf{I}	identiteettimatriisi
i_c	suuntaajan virta tahtikoordinaatistossa
i_g	verkkovirta tahtikoordinaatistossa
i_c^s	suuntaajan virta stationaarisessa koordinaatistossa
$i_{C_f}^s$	LCL-suodattimen kondensaattorin virta stationaarisessa koordinaatistossa
I_d	vaimennusvastuksen virran tehollisarvo
i_g^s	verkkovirta stationaarisessa koordinaatistossa
i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}	suuntaajan vaihevirrat

i_k	k:nnes harmoninen virtakomponentti
\mathbf{K}	tilatakaisinkytkennän vahvistusmatriisi
\mathbf{K}_c	mitatun tilan vahvistusmatriisi
\mathbf{K}_o	havaittujen tilojen vahvistusmatriisi
$\mathbf{k}_1, \mathbf{k}_2, \mathbf{k}_3$	tilatakaisinkytkennän vahvistusmatriisin vahvistus
\mathbf{k}_I	integroivan osan vahvistus
K_c	tilasäätimen karakteristinen polynomi
K'_c	verkon induktanssin huomioiva tilasäätimen karakteristinen polynomi
K_o	tilahavaitsijan karakteristinen polynomi
$k_{p,PLL}$	vaihelukitun silmukan vahvistus
$k_{I,PLL}$	vaihelukitun silmukan integraattorin vahvistus
K_{i_c}	suuntaajan virran takaisinkytkentävahvistus
K_{i_f}	kondensaattorin virran takaisinkytkentävahvistus
K_{i_g}	verkkovirran takaisinkytkentävahvistus
K_{u_f}	kondensaattorin jännitteen takaisinkytkentävahvistus
k_d	vaiheenjohtopiirin vahvistus
k_p	PI-säätimen vahvistus
k_I	PI-säätimen integroinnin vahvistus
k_4, k_5	suodattamalla säädetyn järjestelmän myötäkytkentävahvistus
\mathbf{L}	havaitsijan vahvistusvektori
$\mathbf{l}_1, \mathbf{l}_2, \mathbf{l}_3$	havaitsijan vahvistusmatriisin vahvistus
L^s	vaiheenjohtopiirin siirtofunktio
L	kuristimen induktanssi
L_c	LCL-suodattimen suuntaajan puoleisen kuristimen induktanssi
L_{cn}	LCL-suodattimen suuntaajan puoleisen kuristimen induktanssin nimellisarvo
\hat{L}_c	LCL-suodattimen estimoitu suuntaajan puoleisen kuristimen induktanssi
L_g	LCL-suodattimen verkon puoleisen kuristimen induktanssi
L_{gn}	LCL-suodattimen verkon puoleisen kuristimen induktanssin nimellisarvo
\hat{L}_g	LCL-suodattimen estimoitu verkon puoleisen kuristimen induktanssi

N^s	kaistanestosuodattimen siirtofunktio
\mathbf{P}_c	ohjattavuusmatriisi
\mathbf{P}_o	havaittavuusmatriisi
P	kolmannen kertaluvun säätimellä säädetyn järjestelmän haluttu polynomi
P_d	vastuksen tehohäviö
q	kaistanestosuodattimen laatutekijä
\mathbf{r}	tilasäätimen referenssi
R_{sc}	LCL-suodattimen suuntaajan puolen kuristimen sarjavastus
R_{sg}	LCL-suodattimen verkon puolen kuristimen sarjavastus
R_{sf}	LCL-suodattimen kondensaattorin sarjavastus
R_{pc}	LCL-suodattimen suuntaajan puolen kuristimen rinnakkaisvastus
R_{pg}	LCL-suodattimen verkon puolen kuristimen rinnakkaisvastus
R_{pf}	LCL-suodattimen kondensaattorin rinnakkaisvastus
s	Laplace-muuttuja
t	myötäkytkennän vahvistus
$T_a^{+/-}, T_b^{+/-}, T_c^{+/-}$	verkkosuuntaajan puolijohdekytkimet
T_d	suuntaajan viive
T_s	näytteistysaika
u	ohjaussuure
u_{ca}, u_{cb}, u_{cc}	verkkosuuntaajan vaihejännitteet
\mathbf{u}_c^s	verkkosuuntaajan jännite stationaarisessa koordinaatistossa
$\mathbf{u}_{c,ref}^s$	virtasäätimen referenssijännite stationaarisessa koordinaatistossa
$u_{c\alpha}$	suuntaajan jännitteen stationaarisen koordinaatiston reaaliakselin suuntainen komponentti
$u_{c\beta}$	suuntaajan jännitteen stationaarisen koordinaatiston imaginaariakselin suuntainen komponentti
u_{DC}	verkkosuuntaajan välipiirin jännite
U_d	vaimennusvastuksen jännitteen tehollisarvo
u_{fa}, u_{fb}, u_{fc}	kondensaattorin vaihejännitteet
\mathbf{u}_f^s	LCL-suodattimen kondensaattorin jännite stationaarisessa koordinaatistossa

\mathbf{u}_f	LCL-suodattimen kondensaattorin jännite tahtikoordinaatistossa
u_{ga}, u_{gb}, u_{gc}	verkon vaihejännitteet
u_g	verkkojännitteen huippuarvo
u_g'	yhteisen kytkeytymispisteen jännite
u_{gn}	verkkojännitteen nimellinen huippuarvo
u_{gd}	verkkojännitteen tahtikoordinaatiston reaaliakselin suuntainen komponentti
\hat{u}_g	verkkojännitteen estimoitu huippuarvo
\mathbf{u}_g^s	verkon jännite stationaarisessa koordinaatistossa
$\mathbf{u}_g^{s'}$	yhteisen kytkeytymispisteen jännite stationaarisessa koordinaatistossa
u_k	k:nnes harmoninen jännitekomponentti
$\mathbf{u}_{L_c}^s$	suuntaajan puolen kuristimen jännite stationaarisessa koordinaatistossa
u_{qd}	verkkojännitteen tahtikoordinaatiston imaginaariakselin suuntainen komponentti
\mathbf{v}	tahtikoordinaatiston suure
\mathbf{v}^s	stationaarisen koordinaatiston suure
v_a, v_b, v_c	kolmivaihesuuret
v_α	stationaarisen koordinaatiston reaaliakselin suuntainen komponentti
v_β	stationaarisen koordinaatiston imaginaariakselin suuntainen komponentti
\mathbf{x}	tilavektori
\mathbf{x}_I	integroiva tila
$\hat{\mathbf{x}}$	estimointivirheen tilavektori
$\tilde{\mathbf{x}}$	tilavektorin estimointivirhe
\mathbf{y}	ulostulosuure
$\hat{\mathbf{y}}$	estimoitu ulostulosuure
Z_g	verkon impedanssi

Operaattorit

e^{j0}	0° kulmassa oleva kompleksinen osoitin
$e^{j\frac{2\pi}{3}}$	120° kulmassa oleva kompleksinen osoitin

$$e^{-j\frac{2\pi}{3}}$$

240° kulmassa oleva kompleksinen osoitin

$$e^{-j\theta_g}$$

kierto-operaattori

Lyhenteet

EMC

electromagnetic compatibility

LQR

linear-quadratic regulator

PCC

point of common coupling

PI

proportional-integral

PLL

phase lock loop

PWM

pulse-width modulation

ROGI

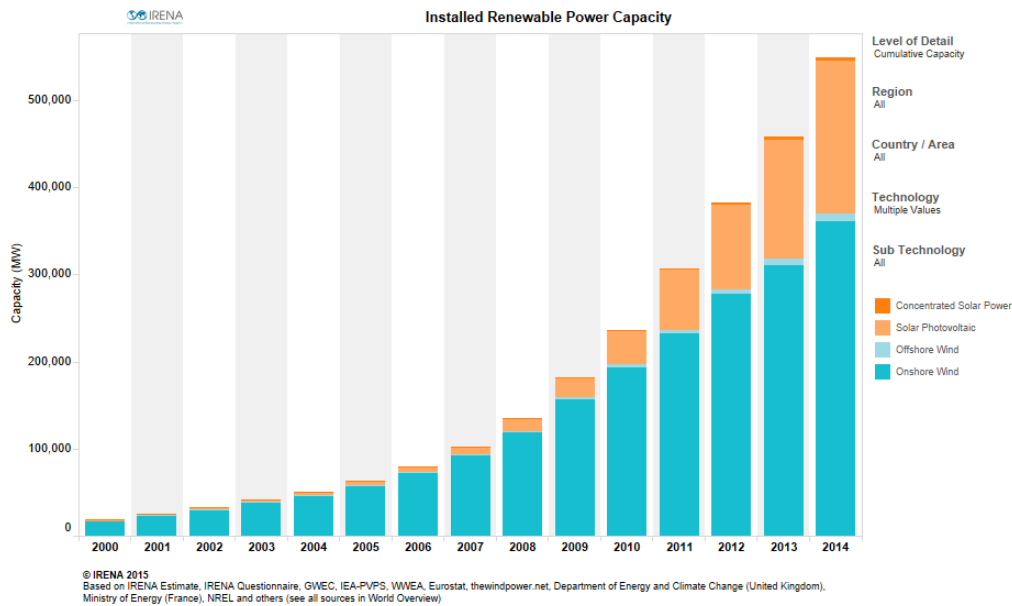
reduced-order generalized integrator

SRF

synchronous reference frame

1 Johdanto

Viime vuosina uusiutuvien energianlähteiden käyttö on kasvanut suuresti. Syy tähän on ollut fossiilisten polttoaineiden käytöstä seurannut ilmastonmuutos ja ympäristön saastuminen. Valtioiden tiukentaessa ympäristölainsäädäntöä, ja mielipidemuutoksen seurauksena uusiutuvista energianlähteistä on tullut kannattavaa liiketoimintaa. Erilaisia uusiutuvia energianlähteitä on tutkittu ja kehitetty, ja varsinkin tuuli- ja aurinkovoiman hyödyntäminen on kasvanut. Kuvasta 1 nähdään, että asennetun tuuli- ja aurinkovoiman tehokapasiteetti on kasvanut eksponentiaalisesti viimeisten 14:n vuoden ajan.



Kuva 1: Asennetun tuuli- ja aurinkovoiman tehokapasiteetin kasvu vuodesta 2000 vuoteen 2014 [1].

Tuuli- ja aurinkovoimatuotannon kasvun seurauksena on syntynyt tarve kehittää suuntaajatekniikoita, joilla energian siirtyminen verkkoon olisi mahdollisimman tehokasta ja häviötöntä. Näiden energiantuotantomuotojen stokastisen tuotannon ja tasasähkön (aurinkovoima) vaihtosuuntauksen vuoksi ne on kytkettävä verkkoon verkkosuuntaajan kautta. Suuntaaja mahdollistaa verkkoon syötettävän jännitteen ja taajuuden vakauden sekä optimoi hyötysuhteen laajalla tehoalueella tuotantotehon muuttuessa. Verkkosuuntaajan hyviä dynaamisia ominaisuuksia tarvitaan niin tulopuolen energiantuotannon muutoksissa (tuulen ja auringon säteilyn muutoksissa) kuin verkon häiriöissäkin.

Tulevaisuudessa tuuli- ja aurinkovoiman tuotannon lisääntyessä näille tuotantotavoille tulee tiukemmat standardisoidut vaatimukset, koska niiden osuus verkon kokonaistuotannossa kasvaa ja niiden vaikutus verkon laatuun lisääntyy. Verkkovaatimukset asettavat suurimman haasteen suuntaajan suunnittelulle ja suorituskyvylle.

Verkkovaatimuksia ovat muun muassa suuntaajan kytkemistapa verkkoon, turvallisuusvaatimukset, sähkömagneettinen yhteensopivuus ja jännitteen, taajuuden ja tehon laatu sekä vaatimukset suuntaajan toiminnassa verkon poikkeavassa tilassa. Tuulivoimalakäytössä vaatimuksia kutsutaan verkkokooodeiksi. Tulevaisuudessa isoilta tuulivoimalapuistoilta vaaditaan samoja ominaisuuksia kuin perinteisiltä tuotantolaitoksilta. Saarekekäytön tunnistaminen ja sitä seuraava tehonsyötön katkaisu on merkittävä haaste verkkosuuntaajien säätöä suunniteltaessa. [2, ss. 32—124, 145—167]

Yleensä suuntaajat ovat jännitelähteellisiä, jolloin ne katkovat välijännitepiirissä olevaa tasajännitettä muodostaakseen sinimuotoista virtaa. Tätä kutsutaan puls-sinileveysmoduloinniksi, jossa jännitteen muoto on kanttiaalto. Kanttiaalto ja kytkentätaajuus sisältävät perustaaajuuden lisäksi perustaaajuuden monikertoja, jotka aiheuttavat yliaaltovirtoja [3]. Yliaaltovirrat voivat häiritä verkossa olevia muita laitteita ja kyllästää muuntajia [4]. Jotta verkon vaatimukset näiden harmonisten häiriöiden osalta täyttyvät, täytyy suuntaajan lähtöjännitettä suodattaa verkkosuodattimella [5]. Perinteisesti on käytetty kuristinta (L-suodatin) vaimentamaan yliaaltoja. Pelkkä kuristin ei kuitenkaan välttämättä riitä täyttämään särövirtojen vaimennuksen vaatimuksia [6]. Pelkällä kuristinratkaisulla virran häiriökomponenttien vaimennus on tasapainottelua kuristimen induktanssin koon, suuntaajan kytkentätaajuuden ja häviöiden kesken [6].

Tiukentuneiden vaatimusten ja suurempitehoisten suuntaajien takia on siirrytty käyttämään LC- tai LCL-verkkosuodattimia, koska silloin on kyetty pienentämään suodattimessa olevien käämien kokoa ja saavuttamaan parempi vaimennus korkeilla taajuuksilla. LC- ja LCL-suodattimien haittana on niiden resonanssiominaisuus, mikä täytyy erityisesti ottaa huomioon säädintä suunniteltaessa. LCL-suodatin tarjoaa korkeilla taajuuksilla suuremman vaimennuksen saman kokoiseen LC-suodattimeen verrattuna, ja sillä saadaan parempi kytketyminen verkkoon [6]. Kondensaattorin kapasitanssin valinnassa täytyy huomioida, että suuri kapasitanssi aiheuttaa suuren loisivirran verkkovirtaan silloin kun suuntaaja on kytketty irti verkosta. Kun suuntaaja on kytketty verkkoon, sama loisivirta on syötettävä suuntaajasta [7]. Tämä puolestaan pienentää hyötyvirran määrää ja heikentää hyötysuhdetta. Näin ollen enenevässä määrin on siirrytty käyttämään LCL-suodatinta, joka tarjoaa kompaktin koon ja hyvän vaimennuksen resonanssitaajuuden jälkeen (60 dB/dekadi).

Tässä työssä LCL-verkkosuodattimella varustetun kolmivaiheisen jännitelähteellisen suuntaajan säätö toteutetaan tilasäädintä ja -havaittajaa hyödyntäen. Verkkovirrat ja -jännitteet mitataan ja niiden avulla havaitaan suodattimen kondensaattoreiden jännitteet ja suuntaajan virrat. Työssä keskitytään vain virtasäätimeen ja tehonsäätö jätetään pois. Suuntaaja mallinnetaan lineaarisena keskiarvoisena kytkinmallina. Järjestelmästä luodaan jatkuva-aikainen matemaattinen malli ja rakennetaan jatkuva-aikainen simulointimalli Matlab/Simulink:iin. Säädintä analysoidaan sekä jäykässä että heikossa verkossa. Säädön herkkyyttä parametrivirheelte analysoidaan juuriuran avulla. Säädintä testataan simuloimalla. Tuloksia verrataan verrokisäätimeen [8], jossa on mitattu suuntaajan virrat ja verkon jännitteet. Lopuksi verrataan tämän

työn säädintä ja verrokkisäädintä toisiinsa.

2 Työkalut

Tässä luvussa käydään läpi työn kannalta tärkeimmät muunnokset ja yhtälöt, joiden avulla muodostetaan järjestelmän ja säätimen matemaattinen malli ja analysoidaan niitä. Kappaleessa 2.1 esitellään Clarke-muunnos, jonka avulla kolmivaiheinen järjestelmä voidaan esittää kaksivaiheisena. Kappaleessa 2.2 kerrotaan Park-muunnoksesta, jossa stationaarisen koordinaatiston suuret muunnetaan tahtikoordinaatistoon ja kappaleessa 2.3 käydään läpi tilaesitys ja tilasäätö ja -havaintoja siinä laajuudessa kuin niitä tässä työssä tullaan tarvitsemaan. Tilasäädin ja -havaintoja esitetään siinä muodossa kuin ne esiintyvät yhden suureen mittauksella ja referenssillä.

2.1 Clarke-muunnos

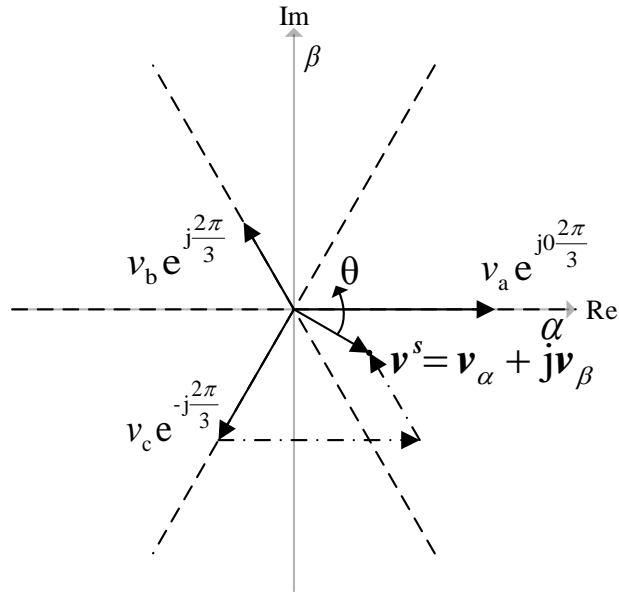
Kolmivaiheisen järjestelmän suuret sijaitsevat koordinaatistossa, jossa vaaka-akselilla on aika ja pystyakselilla vaihesuureiden arvot jokaisella ajanhetkellä. Tätä koordinaatistoa kutsutaan luonnolliseksi koordinaatistiksi. Luonnollisessa koordinaatistossa symmetrisen kolmivaiheisen järjestelmän vaihesuureiden summa on kaikilla ajanhetkillä nolla. Kolmivaiheinen järjestelmä voidaan muuntaa Clarke-muunnoksen avulla kaksivaiheiseksi järjestelmäksi. Muunnoksen avulla yhtälöiden määrä vähenee ja järjestelmän analysointi helpottuu. [9, ss. 63-64]

Muunnos ei pysty kuvaamaan kolmivaihejärjestelmän nollakomponentteja (0., 3., 9.,...), jotka summautuvat muunnoksessa nolaksi. Yleensä voimansiirtoverkoissa ei ole nollajohdinta, eli siellä ei esiinny nollakomponentin virtoja, joten Clarke-muunnos kuvaa tällaisen järjestelmän oikein [9, ss. 61-62]. Tässä työssä on valittu Clarke-muunnoksen kompleksinen muoto sen kompaktimman esitysmuodon takia. Kompleksisessa Clarke-muunnoksessa kolmivaiheiset reaaliset arvot viedään luonnollisesta koordinaatistosta kompleksitasoon kompleksiluvuksi. Clarke-muunnoksen muodostamaa tasoa kutsutaan stationaariseksi koordinaatistiksi. Clarke-muunnos on

$$\mathbf{v}^s = \frac{2}{3} \left(v_a e^{j0} + v_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) = v_\alpha + jv_\beta = |\mathbf{v}^s| e^{j\theta}, \quad (1)$$

jossa v_a , v_b ja v_c ovat kolmivaihesuureiden arvot luonnollisessa koordinaatistossa, e^{j0} , $e^{j\frac{2\pi}{3}}$ ja $e^{-j\frac{2\pi}{3}}$ ovat kompleksitason yksikkövektorit, \mathbf{v}^s on avaruusvektori, v_α ja v_β ovat avaruusvektorin komponentit ja θ on kiertokulma. Muunnoksessa (1) vaihesuureet skaalaavat kompleksitasolla olevia yksikkövektoreita, jotka ovat $\frac{2\pi}{3}$ (120°) vaihesiirrossa toistensa suhteen, kuten kuvassa 2 on esitetty.

Jos vaihesuureet eivät muutu eli ne ovat tasasuureita, pysyy avaruusvektori paikallaan, kun taas pysyvässä tilassa symmetrisesti sinimuotoisesti vaihtelevat vaihesuureet piirtävät kompleksitasolle ympyräjäljen, joka liikkuu tahtikiertokulmalla θ_g [10, s. 13].



Kuva 2: Clarke-muunnoksen kuvaus stationaarisessa koordinaatistossa (kompleksitasossa).

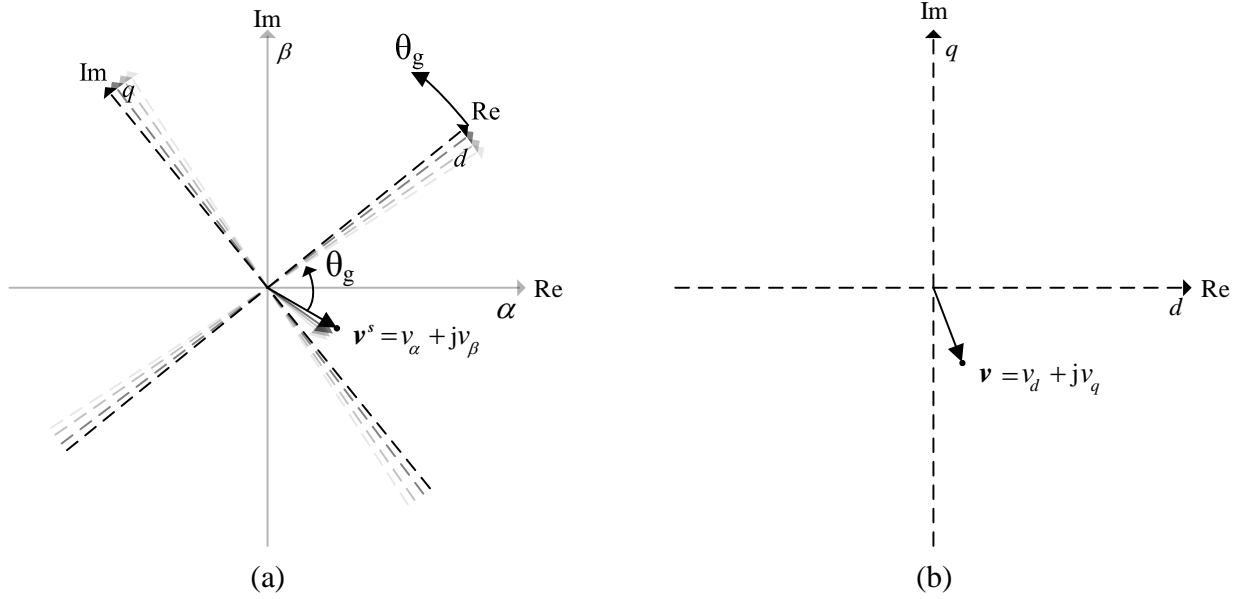
2.2 Park-muunnos

Jos halutaan käyttää tasasuureisiin perustuvia säätömenetelmiä, kuten perinteistä vektorisäätöä, pitää stationaarisessa koordinaatistossa oleva, tahtinopeudella pyörivä avaruusvektori saada näyttämään tasasuureelta. Park-muunnoksessa

$$\mathbf{v} = \mathbf{v}^s e^{-j\theta_g} = v_d + jv_q, \quad (2)$$

jossa \mathbf{v} on kompleksiluku sekä v_d ja v_q kompleksiluvun komponentit, operoidaan avaruusvektoriin kierto-operaattorilla $e^{-j\theta_g}$, jonka argumenttina on tahtikiertokulma. On helppo nähdä, että sijoittamalla yhtälön (2) avaruusvektorin \mathbf{v}^s tilalle Clarke-muunnoksen (1) napakoordinaattiesitys, jossa avaruusvektorin kiertokulman on θ_g , kumoavat kierto-operaattorit toisensa ja saadaan pelkkä avaruusvektorin itseisarvo $|\mathbf{v}^s|$.

Park-muunnos voidaan ajatella siten, että stationaarisen koordinaatiston päällä pyöritetään kompleksista koordinaatistoa (tahtikoordinaatistoa), joka pyörii samalla tahtinopeudella kuin avaruusvektori (kuva 3 (a)). Tahtikoordinaatiston suhteen tarkasteltuna avaruusvektori pysyy paikallaan eli se näyttää tasasuureelta (kuva 3 (b)). Usein on kätevää esittää tahtikoordinaatiston suureiden d- ja q-komponentit tavallisessa aikariippuvassa luonnollisessa koordinaatistossa.



Kuva 3: (a) Tahtikoordinaatisto pyörii stationaarisen koordinaatiston suhteen tahtikulmanopeudella θ_g . (b) Tahtinopeudella pyörivä avaruusvektori tahtikoordinaatistossa.

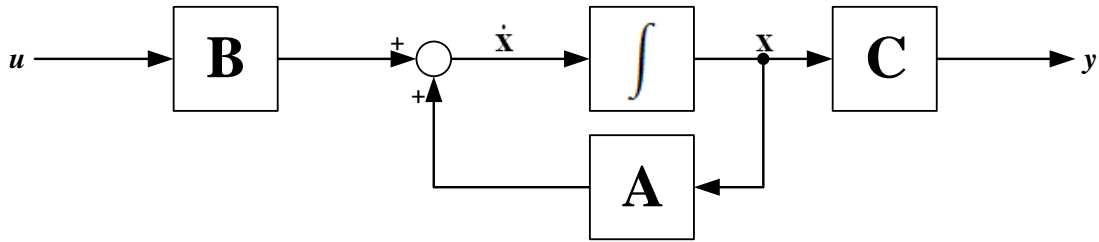
2.3 Tilaesitys

Lineaariset differentiaaliyhtälöt voidaan palauttaa ensimmäisen kertaluvun differentiaaliyhtälöryhmäksi, jossa yhtälöryhmässä olevien yhtälöiden lukumäärä on yhtä suuri kuin alkuperäisen differentiaaliyhtälön kertaluku [11, s. 313]. Yhtälöryhmästä voidaan muodostaa matriisiyhtälöryhmä, jota kutsutaan tilaesitykseksi. Tilaesitys on

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{x}}{dt} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} \end{aligned} \quad (3)$$

jossa $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1 \ \mathbf{x}_2 \ \dots \ \mathbf{x}_n]^T$ on tilavektori ja alaindeksi n on systeemimatriisiin pystyriivien lukumäärä, \mathbf{A} on systeemimatriisi, \mathbf{B} on syöttömatriisi, \mathbf{u} on ohjaussuure, \mathbf{y} on ulostulosuure ja \mathbf{C} on ulostulomatriisi. \mathbf{C} :llä valitaan ulostulosuureksi \mathbf{y} se tila, jota halutaan tarkastella (mitata). Kuvassa 4 tilaesitys on esitetty lohkokaaaviona. Systeemimatriisi kuvaa järjestelmän käyttäytymisen ja siitä saadaan järjestelmän navat, jotka vastaavat lineaarialgebran ominaisarvoja [11, s. 325]. Syöttömatriisi skaalaa ohjausvektoria ja vaikuttaa järjestelmän nollisiin. Tilaesityksessä esiintyvät matriisit voivat olla lohkomatriiseja, joten suurempien järjestelmien mallintaminen tilaesityksen avulla on mahdollista.

Tilaesityksestä voidaan muodostaa siirtofunktio Laplace-tasoon. Siirtofunktio saadaan yhtälön



Kuva 4: Tilaesityksen (3) lohkokaaavioesitys.

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B, \quad (4)$$

avulla, jossa s on Laplace-muuttuja ja I on identiteettimatriisi [12, ss. 187-188]. Navat saadaan laskemalla karakteristisen polynomin

$$K(s) = \det(sI - A) \quad (5)$$

nollakohdat.

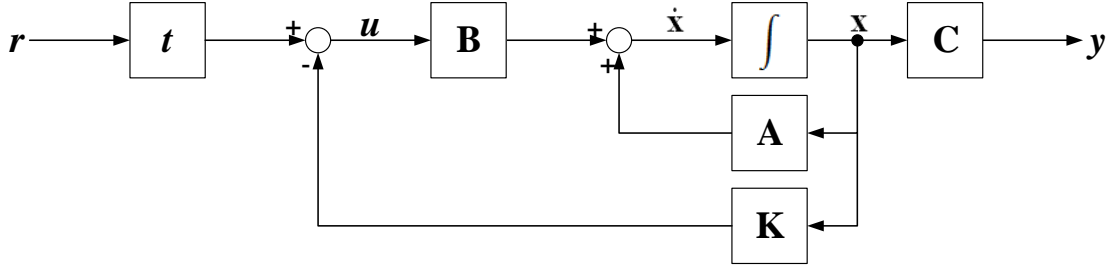
2.3.1 Tilasäädin

Tässä työssä käytetään säätimen suunnittelussa napojen asettelumenetelmää. Napojen asettelumenetelmässä muodostetaan suljetun järjestelmän siirtofunktio ja asetetaan sen navat haluttuun paikkaan säätimen vahvistusten avulla.

Napojen asettelumenetelmässä on tärkeä selvittää, pystytäänkö säädetyyn järjestelmän navat asettamaan vapaasti. Vaatimus täyttyy, jos järjestelmä on saavutettava. Järjestelmän on saavutettava, jos ja vain jos sen ohjattavuusmatriisin rangi on täysi. Koska tässä työssä tarkastellaan sellaisia ohjausmatriiseja, jotka ovat neliömatriiseja, ohjattavuusmatriisin rangi on täysi, jos sen determinantti on eri suuri kuin nolla. Ohjattavuusmatriisi saadaan lohkomatriisina systeemimatriisin ja sisääntulomatriisin avulla seuraavasti [12, s. 836]

$$P_c = [A^0B | A^1B | \dots | A^{n-1}B] \quad (6)$$

Tilasäätimen suunnittelussa oletetaan, että kaikki tilat ovat mitattavissa. Tilat kytetään takaisin tilatakaisinkytkennän vahvistuksen $K = [k_1 \ k_2 \ \dots \ k_n]$ kautta. Syöttömatriisi u on myötäkytkennän vahvistuksen t kautta skaalatun referenssin r ja tilatakaisinkytkennän erotus. Myötäkytkennän vahvistusvektori t mitoitetaan tavallisesti siten, että säädetyyn järjestelmän staattinen vahvistus saadaan ykköseksi, jolloin pysyvä poikkeama katoaa. Kuvassa 5 on esitetty tilatakaisinkytketyn säätimen lohkokaavio.



Kuva 5: Tilatakaisinkytketyn säätimen lohkokaavio.

Tilatakaisinkytketyn säätimen säätölaki on

$$\mathbf{u} = \mathbf{t}r - \mathbf{K}\mathbf{x} \quad (7)$$

Sijoittamalla säätölaki tilaesitykseen (3) voidaan muodostaa tilatakaisinkytketyn säätimen tilaesitys

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{x}}{dt} &= (\mathbf{A} - \mathbf{BK})\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{t}r \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} \end{aligned} \quad (8)$$

Säädetyin järjestelmän systeemimatriisi on muotoa $\mathbf{A} - \mathbf{BK}$, joten vektorilla \mathbf{K} voidaan asettaa järjestelmän navat.

Tällainen säädin kykenee vastaamaan tiloihin syntyviin häiriöihin ja se reagoi dynaamisessa mielessä kaikkiin häiriöihin suunnitellulla tavalla, mutta kuormitushäiriöistä johtuvaa pysyvää poikkeamaa se ei pysty poistamaan. Siksi täytyy rakentaa integroiva osa, joka säätää referenssin ja mitatun suureen erotuksen nollaan, jolloin pysyvä poikkeama poistuu. Integroivassa osassa myötäkytkennän vahvistus \mathbf{t} muuttuu integroivan osan vahvistukseksi \mathbf{k}_I . Referenssin ja mitatun tilan erotuksen integraalista voidaan tehdä uusi tilasuure \mathbf{x}_I . Kuvassa 6 on esitetty integroivan osan lisääminen tilatakaisinkytkettyyn säätimeen.

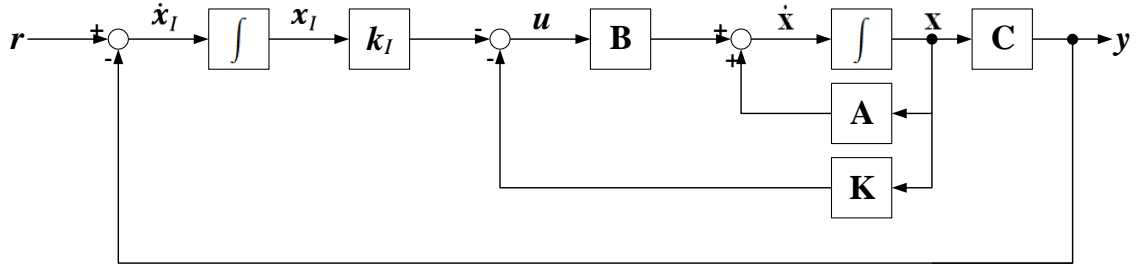
Integroivan tilasäätimen säätölaki on

$$\mathbf{u} = -\mathbf{k}_I\mathbf{x}_I - \mathbf{K}\mathbf{x} \quad (9)$$

ja integroivan tilan derivaatta on

$$\frac{d\mathbf{x}_I}{dt} = -\mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{r}. \quad (10)$$

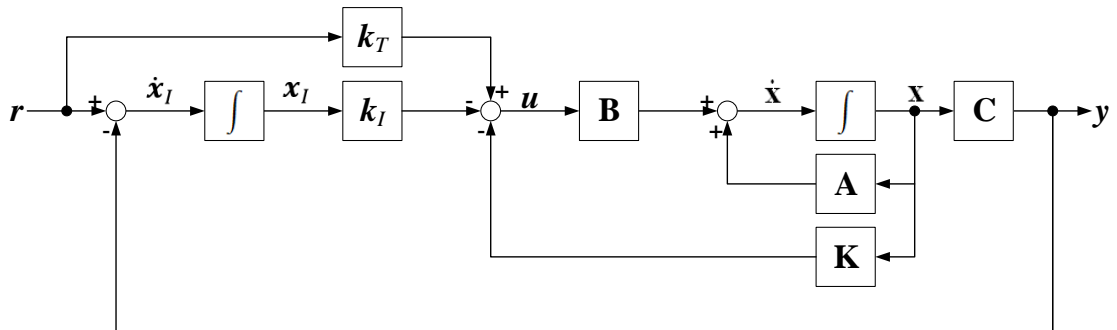
Käyttämällä säätölakia (9) ja integroivan tilan derivaattaa (10) saadaan integroivan tilasäätimen tilaesitys lohkomatriisiksi



Kuva 6: Integroivan tilasäätimen lohkokaavio.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{BK} & -\mathbf{B}k_I \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r \\ \mathbf{y} &= [\mathbf{C} \quad 0] \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (11)$$

Integroivaan tilasäätöön voidaan lisätä myös myötäkytkentävahvistus k_T . Myötäkytkennällä skaalattu referenssi summataan suoraan ohjausvektoriin, kuten nähdään säätölaista (7). Tämä antaa yhden vapausasteen nollien sijoitteluun suljetussa järjestelmässä [13, s. 40].



Kuva 7: Myötäkytketty integroiva tilasäädin.

Myötäkytketyn integroivan tilasäätimen säätölaki on

$$\mathbf{u} = k_T \mathbf{r} - k_I \mathbf{x}_I - \mathbf{K} \mathbf{x} \quad (12)$$

Myötäkytketyn integroivan tilasäätimen tilaesitys on

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{BK} & -\mathbf{B}\mathbf{k}_I \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}\mathbf{k}_T \\ 1 \end{bmatrix} r \\ \mathbf{y} &= [\mathbf{C} \quad 0] \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (13)$$

Olkoon systeemimatriisi

$$\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{BK} & -\mathbf{B}\mathbf{k}_I \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

jolloin vahvistuksilla \mathbf{K} ja \mathbf{k}_I voidaan sijoittaa säätimen karakteristisen polynomin

$$K_c(s) = \det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_c) \quad (15)$$

navat haluttuun paikkaan.

2.3.2 Tilahavaitsija

Tilasäätimen suunnittelun lähtökohtana oli, että kaikki tilat ovat saatavilla. Useimmiten tämä ei kuitenkaan ole mahdollista tai kustannustehokasta [11, ss. 343-344]. Tilahavaitsijalla voidaan estimoida mitattujen tilojen avulla muut tilat. Tässä työssä käytetään täyden kertaluvun tilahavaitsijaa, jossa kaikki tilat havaitaan.

Tilan estimointivirhe on todellisten tilojen \mathbf{x} ja havaittujen tilojen $\hat{\mathbf{x}}$ erotus $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$. Tilahavaitsijan dynamiikka voidaan valita vapaasti, jos järjestelmä on tarkkailtava. Järjestelmä on tarkkailtava, jos järjestelmä on havaittava. Järjestelmä on havaittava, jos ja vain jos sen havaittavuusmatriisin rangi on täysi. Tässä työssä tarkastellaan vain havaittavuusmatriiseja, jotka ovat neliömatriiseja, joten havaittavuusmatriisin rangi on täysi, jos sen determinantti on eri suuri kuin nolla. Havaittavuusmatriisi saadaan lohkomatriisina systeemimatriisin ja ulostulomatriisin avulla seuraavasti [12, s. 839]

$$\mathbf{P}_o = [\mathbf{C}\mathbf{A}^0 | \mathbf{C}\mathbf{A}^1 | \dots | \mathbf{C}\mathbf{A}^{n-1}]^T \quad (16)$$

Tilahavaitsijassa muodostetaan järjestelmää vastaava tilaesitys. Ideaalisessa tilanteessa havaitsijan matriisit olisivat identtiset järjestelmän matriisien kanssa. Silloin voitaisiin tilat estimoida siten, että syötetään havaitsijaan sama säätövektori kuin järjestelmään. Todellisuudessa havaitsijan matriisien parametrivirheet sekä järjestelmään kytkeytyvät häiriöt aiheuttaisivat sen, että estimaatti on harhainen [13, s. 48]. Muodostamalla takaisinkytkentä todellisen mitatun tilan ja estimoidun tilan erotuksesta ja summaamalla se vahvistusvektorin \mathbf{L} kautta tilahavaitsijan sisääntuloon saadaan estimointivirheen harhaisuus pienemmäksi. Havaitsija on nimeltään Luenbergerin tilahavaitsija ja se on muotoa

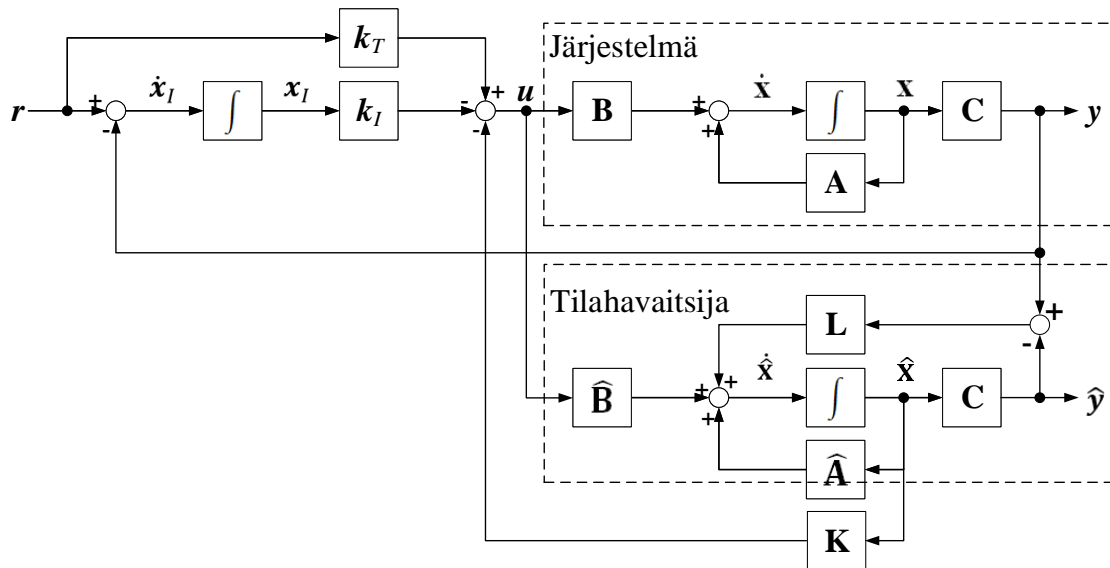
$$\begin{aligned}\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} &= \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{u} + \mathbf{L}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}), \\ \hat{\mathbf{y}} &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}\end{aligned}\quad (17)$$

jossa $\hat{\mathbf{x}}$ on estimoidut tilat, $\hat{\mathbf{A}}$ on järjestelmän estimoitu systeemimatriisi, $\hat{\mathbf{B}}$ on järjestelmän estimoitu syöttömatriisi, $\mathbf{L} = [\mathbf{l}_1 \ \mathbf{l}_2 \ \dots \ \mathbf{l}_n]^T$ on havaitseijan vahvistusvektori ja $\hat{\mathbf{y}}$ on tilahavaitseijan estimoitu mittausta [12, s. 847].

Tilahavaitseijan yhtälöt (17) saadaan muokattua matriisimuotoon estimoitujen tilojen avulla ja sen tilaesitys on

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} &= [\hat{\mathbf{A}} - \mathbf{L}\mathbf{C}] \hat{\mathbf{x}} + [\hat{\mathbf{B}} \ \mathbf{L}\mathbf{C}] \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{x} \end{bmatrix}, \\ \hat{\mathbf{y}} &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}\end{aligned}\quad (18)$$

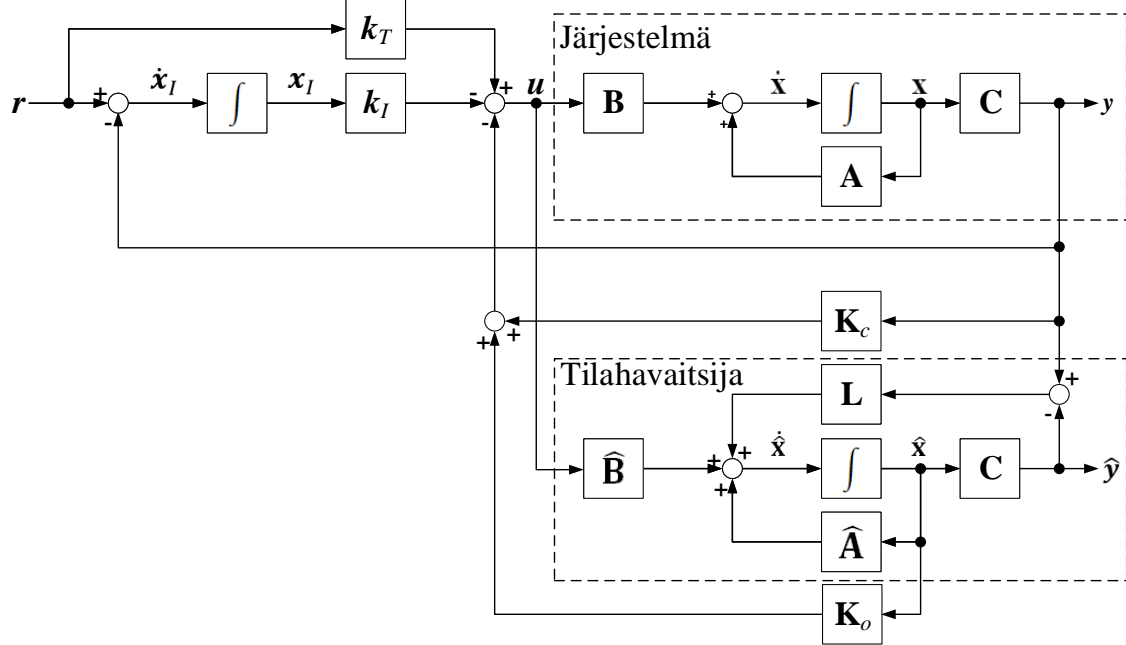
Kuvassa 8 on yhdistetty myötäkytketty integroiva tilasäädin ja Luenbergerin tilahavaitseija.



Kuva 8: Myötäkytketty integroiva tilasäädin tilahavaitseijalla, jossa käytetään vain takaisinkytkennässä havaittuja tiloja.

Kuvan 8 mukaisessa tilamallissa kaikki takaisinkytketyt tilat ovat havaittuja. Joissain tapauksissa takaisinkytkennässä kannattaa käyttää vain havaittuja tiloja sen luonnollisen suodatusominaisuuden takia, jos esimerkiksi mitatut tilat ovat kohinaisia [8]. Tässä työssä käytetään takaisinkytkennässä mitattuja tiloja ja muut

tilat saadaan havaitsijalta. Kokonaisjärjestelmää täytyy vielä muokata siten, että siinä on erotettu mitattujen tilojen ja havaittujen tilojen vahvistus. Kuvassa 9 oleva \mathbf{K}_c on mitatun tilan vahvistusvektori ja \mathbf{K}_o on havaittujen tilojen vahvistusvektori.



Kuva 9: Myötäkytketty integroiva tilasäädin tilahavaitsijalla, jossa mitatuilla ja havaituilla tiloilla on omat vahvistusmatriisit.

Kuvan 9 mukaisen tilasäätimen säätölaki on

$$\mathbf{u} = \mathbf{k}_T \mathbf{r} - \mathbf{k}_I \mathbf{x}_I - \mathbf{K}_c \mathbf{x} - \mathbf{K}_o \hat{\mathbf{x}}. \quad (19)$$

Lisäämällä Luenbergerin tilahavaitsijaan säätölaki (19) ja muodostamalla yhtälöt tilojen \mathbf{x} , \mathbf{x}_I ja $\hat{\mathbf{x}}$ derivaatoille saadaan seuraava kokonaisjärjestelmän tilaesitys

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \\ \hat{\mathbf{x}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}_c & -\mathbf{B}\mathbf{k}_I & -\mathbf{B}\mathbf{K}_o \\ -\mathbf{C} & 0 & \mathbf{0} \\ \mathbf{L}\mathbf{C} - \hat{\mathbf{A}}\mathbf{K}_c & -\hat{\mathbf{A}}\mathbf{k}_I & \hat{\mathbf{A}} - \hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_o - \mathbf{L}\mathbf{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \\ \hat{\mathbf{x}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}\mathbf{k}_T \\ 1 \\ \hat{\mathbf{B}}\mathbf{k}_T \end{bmatrix} \mathbf{r}, \quad (20)$$

$$\mathbf{y} = [\mathbf{C} \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \\ \hat{\mathbf{x}} \end{bmatrix}$$

jossa $\mathbf{0}$ on nollamatriisi.

Jos järjestelmän ja havaitsijan systeemimatriisit ja sisääntulomatriisit ovat identtiset, on kokonaisjärjestelmän navat yhdiste tilasäätimen ja tilahavaitsijan navoista. Tästä seuraa, että säädin ja havaitsija voidaan suunnitella erikseen [11, s. 359]. Liitteessä A on todistettu separoituvuus hyödyntämällä Gaussin algoritmia.

Tilahavaitsijan dynamiikka asetetaan estimointivirheen $\tilde{\mathbf{x}}$ systeemimatriisiin kautta olettamalla, että järjestelmän ja havaitsijan matriisit ovat identtiset. Käyttämällä Luenbergerin tilaesitystä (17) ja tilaesitystä (3) saadaan estimointivirheen tilayhtälöksi

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} - \frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \frac{d\tilde{\mathbf{x}}}{dt} = (\mathbf{A} - \mathbf{LC}) \tilde{\mathbf{x}}. \quad (21)$$

Laskemalla estimointivirheen systeemimatriisin karakteristinen polynomi

$$K_o(\mathbf{s}) = \det[\mathbf{sI} - (\mathbf{A} - \mathbf{LC})], \quad (22)$$

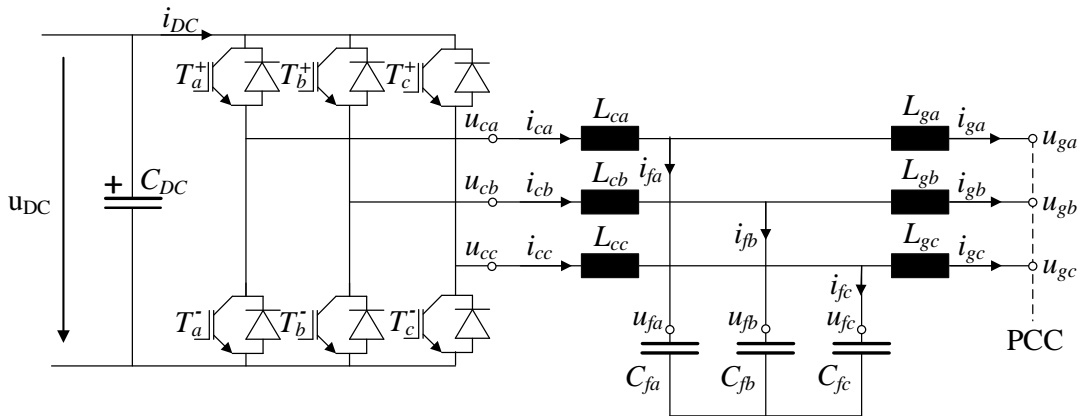
voidaan navat asettaa vahvistusvektorilla \mathbf{L} .

3 Verkkosuuntaajan, LCL-suodattimen ja verkon mallinnus

Tässä luvussa esitellään suuntaaja ja LCL-suodatin ja muodostetaan niistä matemaattinen malli. Kappaleessa 3.1 esitellään järjestelmä yleisesti ja kappaleessa 3.2 muodostetaan matemaattinen malli stationaariseen koordinaatistoon. Kappaleessa 3.3 siirretään matemaattinen malli tahtikoordinaatistoon ja kappaleessa 3.4 muodostetaan verkon induktanssin huomioon ottava matemaattinen malli järjestelmästä.

3.1 Järjestelmän kuvaus

Kuvassa 10 on esitetty verkkosuuntaajan ja LCL-suodattimen topologia. Järjestelmä voidaan jakaa kolmeen eri osaan: suuntaaja, LCL-suodatin ja verkko.



Kuva 10: LCL-suodattimella varustettu jännitelähteellinen verkkosuuntaaja.

Tässä työssä suuntaaja on jännitelähteellinen kokoaaltosuuntaaja. Suuntaajassa on välijännitepiiri. Kondensaattori C_{DC} on välijännitepiirin energiavarasto, jonka tarkoituksena on pitää välipiirin jännite tasaisena. Suuntaajan kuusi puolijohdekytkintä ($T_a^{+/-}$, $T_b^{+/-}$, $T_c^{+/-}$) kytkevät välipiirin jännitettä vaihejohtimiin. Kaikkien kytkimien rinnalla on vastarinnan kytketty diodi, mikä mahdollistaa loisivirran siirtymisen suuntaajan ja verkon välillä. Suuntaaja pystyy siirtämään tehoa välijännitepiiristä verkkoon (vaihtosuuntaaja) tai verkosta välijännitepiiriin (tasasuuntaaja).

Suuntaaja tuottaa pulssinleveysmodulointia (PWM) jännitettä vaiheisiin u_{ca} , u_{cb} ja u_{cc} . Kytkimille tuleva modulointisignaali kytkee välijännitteen u_{DC} positiivisen (T^+) tai negatiivisen (T^-) jännitteen vaihejohtimeen. Moduloidut vaihejännitteet ovat muodoltaan kanttiaaltoja. Modulointi toteutetaan siten, että vaihejännitteiden kanttiaaltojen perustajaiset komponentit muodostavat symmetrisen, sinimuotoisen, kolmivaiheisen jännitteen. Vaihejännitteen perustajuuden lisäksi kanttiaalto pitää sisällään myös jännitteen perustajuuden ja kytkentätaajuuden monikertoja, joista

aiheutuu häiriövirtoja [17, s. 133]. Häiriövirrat haittaavat verkon muita laitteita, joten kanttiaaltoista jännitettä on suodatettava. Jännitelähteellisen suuntaajan suodatuksessa on käytettävä suodatusratkaisuja, joissa ensimmäinen suodatusaste on sarjaan kytketty induktiivinen komponentti.

Kuristinta on perinteisesti käytetty suuntaajan virran suodattamiseen. Sen etuna on kytkennän ja suuntaajan säädön yksinkertaisuus. Kuristimen suodatus perustuu siihen, että sen impedanssi kasvaa taajuuden kasvaessa, joten suuritaajuisilla jännitteillä muodostunut virran amplitudi on pienempi. Kuristin suodattaa virtaa vaimentamalla virtakomponentteja. Kuristimen virran amplitudi voidaan laskea seuraavasta yhtälöstä, kun oletetaan, että kuristin on lineaarinen ja häviötön

$$|i_k| = \frac{|u_k|}{\omega_k L},$$

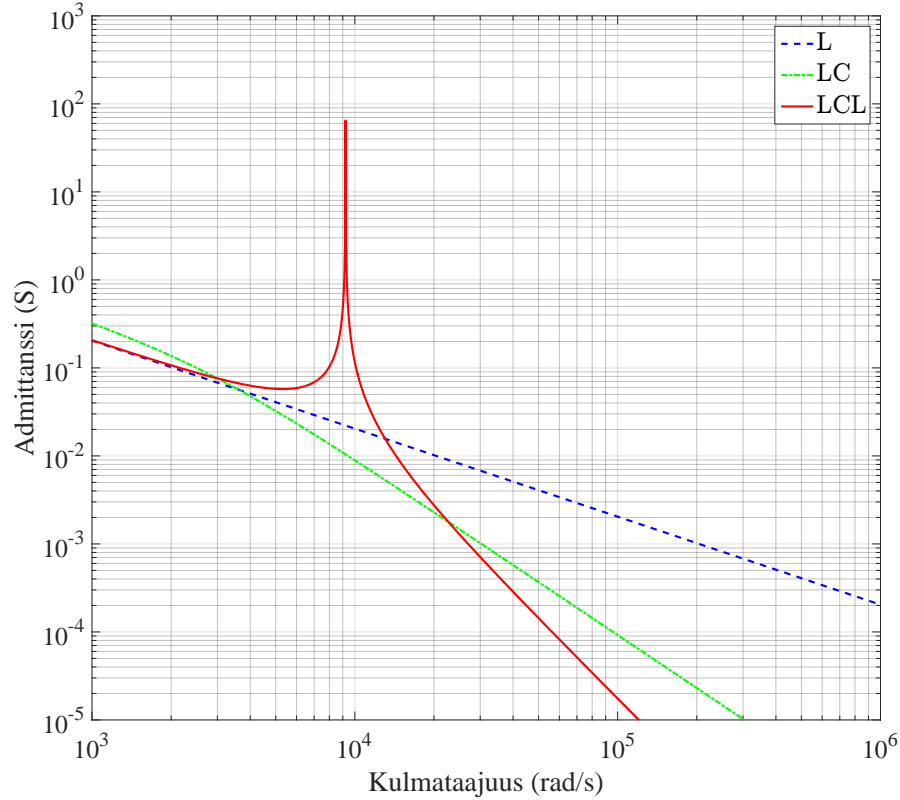
jossa k viittaa perustaajuuden monikertaan, $|i_k|$ on virran amplitudi, $|u_k|$ on jännitteen amplitudi, ω_k on kulmataajuus ja L on kuristimen induktanssi.

Häviötön kuristin tarjoaa 20 dB/dekadin vaimennuksen koko taajuusalueella. Voimakkaampi vaimennus suuntaajan kytkentätaajuudelle ja sen monikerroille saadaan joko kasvattamalla induktanssia tai kasvattamalla suuntaajan kytkentätaajuutta. Suurempi induktanssi siirtää kuristimen vahvistuskäyrää horisontaalisesti alaspäin, jolloin jokaisen taajuuskomponentin vaimennus kasvaa. Suurempi induktanssi tarkoittaa suurempaa käämivyyhtiä ja rautasydäntä, jolloin ekvivalenttinen sarjaresistanssi kasvaa, mistä seuraa johtohäviöiden kasvu. Suurempi induktanssi myös hidastaa verkkovirrassa tapahtuvia muutoksia, jolloin suuntaajan dynamiikka kärsii [16]. Suuntaajan kytkentätaajuuden kasvattaminen taas siirtää yliaaltosisältöä korkeammille taajuuksille, jossa käämin vaimennus on suurempaa. Kytkentätaajuuden kasvattamisesta seuraa, että kytkinten johtohäviöt kasvavat, jolloin voidaan joutua valitsemaan kalliimpia puolijohdekomponentteja [17, s. 110]. Suurempi kytkentätaajuus lisää myös EMC-häiriöitä (electromagnetic compatibility), mikä tarkoittaa, että suuntaajan kustannukset kasvavat entisestään, koska näille häiriöille täytyy rakentaa omat suodattimet.

Pelkkä kuristinratkaisu ei tästä syystä ole kustannuksiltaan kannattava. Siksi on siirrytty käyttämään resonanssiin perustuvia LC- ja LCL-suodattimia. Näiden suodattimien haittapuolena säädön kannalta on, että ne vaativat monimutkaisemman säätöalgoritmin kuristimeen verrattuna ja resonanssi on otettava huomioon säädintä suunniteltaessa. Suodattimien resonanssitaajuus jakaa taajuudet pieniin taajuuksiin (resonanssitaajuutta matalammat taajuudet) ja suuriin taajuuksiin (resonanssitaajuutta korkeammat taajuudet). Jos oletetaan, että suodattimissa ei ole resistiivisiä komponentteja, avoimena järjestelmänä ne ovat resonanssitaajuudella marginaalisesti stabiileja.

LC-suodatin tarjoaa resonanssitaajuuden jälkeen 40 dB/dekadin vaimennuksen, joten sillä on voimakkaampi vaimennus kuristimeen verrattuna [16]. LC-suodattimen

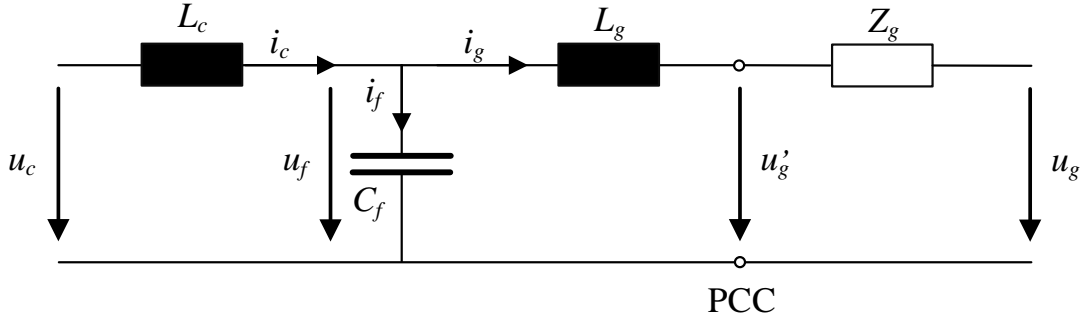
resonanssitaajuus riippuu voimakkaasti verkon induktanssista, jolloin heikoissa verkoissa suodattimen ja säädön suunnittelussa täytyy ottaa verkon impedanssi ja sen mahdollinen muutos huomioon.



Kuva 11: Kuristimen, LC- ja LCL-suodattimen admittanssit suuntaajan jännitteestä verkkovirtaan, kun kuormana on $10 \text{ m}\Omega$ vastus ja induktanssien summat ovat kaikissa samat, ja LC:ssä ja LCL:ssä on sama resonanssitaajuus $9221,4 \text{ rad/s}$.

Kuvassa 11 on piirretty kuristimen sekä LC- ja LCL-suodattimien verkkovirran vahvistuskäyrät suuntaajan jännitteestä verkkovirtaan, jotka vastaavat admittansseja, kun kuormana on $10 \text{ m}\Omega$ vastus. Suodattimien induktanssien summat ovat yhtä suuret ja LC:n ja LCL:n resonanssitaajuus sama. Käyristä nähdään, että suurilla taajuuksilla suodattimien vaimennuksen muutos on suurin LCL-suodattimella, ja pienin pelkällä kuristimella.

LC-suodattimen vaimennuksen voimakas riippuvuus verkon induktanssista ja koska LCL-suodattimella toteutettu suuntaajan säätöalgoritmi ei ole merkittävästi monimutkaisempi kuin LC-suodattimen, on LCL-suodatin kasvattanut suosiotaan suuntaajan suodatuksessa. LCL-suodatin tarjoaa paremman vaimennuksen resonanssitaajuuden jälkeen (60 dB/dekadi) kuin LC-suodatin tai kuristin. Myös suodattimen verkonpuoleinen induktanssi mahdollistaa paremman kytkeytymisen verkkoon.



Kuva 12: Verkon yksivaiheinen piirikaavio, jossa on mukana verkon impedanssi.

Verkon induktanssin vaihtelut eivät tästä syystä vaikuta suodattimen resonanssitaajuuteen niin voimakkaasti kuin pelkällä LC-suodattimella [16].

Pienillä taajuuksilla LCL-suodatin voidaan kuvata likipitäen induktanssiensa summana (kuva 11). Eräät säätömenetelmät pohjautuvatkin pientaajuusmalliin, jossa suodatin mallinnetaan pelkkänä kuristimena [18]. Korkeille taajuuksille kondensaattori tarjoaa pieni-impedanssisen reitin, joten suuntaajan kanttiaaltoisen jännitteen seurauksena syntyvä sykevirta kulkee sen kautta. LCL-suodattimen suodatus eroaa kuristimen suodatuksesta siten, että kuristin vaimentaa verkkovirran amplitudia, kun taas LCL-suodatin sekä vaimentaa että pienentää verkkovirran yliaaltopitoisuutta tarjoamalla ohituspiirin kondensaattorin kautta.

LCL-suodatin on kytketty verkkoon yhteisen kytkeytymispisteen (point of common coupling, PCC) kautta, kuten kuvassa 10 on esitetty. Kuvasta on jätetty pois verkon impedanssi Z_g , jonka voidaan yleensä olettaa olevan pelkkä sarjainduktanssi. Kuvassa 12 on esitetty yksivaiheinen sijaiskytkentä, jossa verkon impedanssi Z_g on sisällytetty malliin. Heikon verkon tapauksessa sarjainduktanssi ei ole nolla ja se voi vaihdella verkon tilanteiden mukaan, mikä täytyy ottaa huomioon suuntaajan ja suodattimen suunnittelussa. Tästä seuraa, että yhteisessä kytkeytymispisteessä oleva jännite u'_g on eri suuri kuin verkon jännite u_g , ja se vaihtelee verkon induktanssin mukaan. Vahvassa verkossa voidaan olettaa, että induktanssi on nolla, joten u'_g on yhtä suuri kuin u_g .

3.2 Malli stationaarisessa koordinaatistossa

Verkkosuuntaajan malli

Tässä työssä tutkitaan virtasäätöä ja suuntaajan välipiirin jännite oletetaan vakioksi ja riippumattomaksi suuntaajan ja verkon tiloista. Koska välipiirin jännite on vakio, voidaan suuntaaja mallintaa käyttämällä lineaarista keskiarvoista kytkinmallia (average switching model), jolloin suuntaajan kytkinten kytkemisfunktioita voidaan

korvata suuntaajan jännitteen funktiolla, mikä kuvaa kytkinten keskimääräistä arvoa kytkentäjaksen yli [20]. Suuntaajan viive T_d lisätään funktioon, joka mallintaa suuntaajan vastetta referenssijännitteelle. Suuntaajan jännite \mathbf{u}_c^s on

$$\mathbf{u}_c^s = \mathbf{u}_{c,ref}^s(t - T_d), \quad (23)$$

jossa $\mathbf{u}_{c,ref}^s$ on säätimen referenssijännite.

LCL-suodattimen ja verkon malli

Oletetaan LCL-suodatinta ja verkkoa mallinnettaessa seuraavat asiat:

- Vahva verkko
- Verkossa ei ole nollajohdinta eli kyseessä on kolmijohdinverkko
- Symmetriset vaihesuureet
- Häviötön LCL-suodatin.

Stationaarisessa koordinaatistossa yksivaiheisen LCL-suodattimen nimelliset parametrit L_{cn} , C_{fn} ja L_{gn} ovat samat kuin verrokkisäätimessä ja ne on annettu taulukossa 1, jossa verkon kulmataajuus merkitään ω_g ja vaihejännitteen nimellinen huippuarvo on u_{gn} .

Taulukko 1: Verkon ja suodattimen parametrien nimellisarvot. [8]

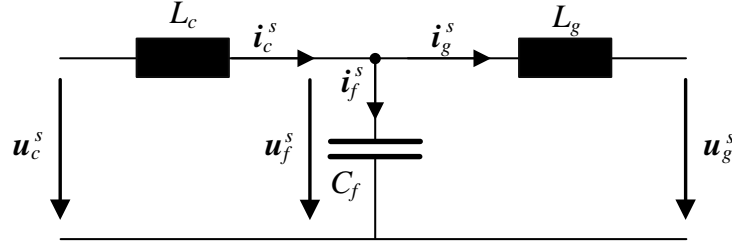
Parametri	Arvo
u_{gn}	$\sqrt{2} \cdot 230 \text{ V}$
ω_g	$2\pi \cdot 50 \text{ rad/s}$
$L_{cn\{a,b,c\}}$	2,94 mH
$C_{fn\{a,b,c\}}$	10 μF
$L_{gn\{a,b,c\}}$	1,96 mH

Suuntaajan jännite stationaarisessa koordinaatistossa on

$$\mathbf{u}_c^s = \frac{2}{3} \left(u_{ca} e^{j0} + u_{cb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_{cc} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) = u_{c\alpha} + j u_{c\beta}. \quad (24)$$

Muut kolmivaiheiset suureet muunnetaan samaan tapaan. Stationaarisen koordinaatiston suuret on merkitty yläindeksissä olevalla s-kirjaimella. Kuvassa 13 on muodostettu kolmivaiheisesta järjestelmästä (kuva 10) stationaarisen koordinaatiston sijaiskytkentä.

Sijaiskytkennälle (kuva 13) määritetään yhtälöryhmä suuntaajan virran \mathbf{i}_c^s , kondensaattorin jännitteen \mathbf{u}_f^s ja verkkovirran \mathbf{i}_g^s avulla. Suuntaajan virran yhtälö saadaan



Kuva 13: Stationaarisessa koordinaatistossa oleva LCL-suodattimen sijaiskytkentä.

suuntaajan puolen kuristimen yli olevan jännitteen $\mathbf{u}_{L_c}^s$ avulla. Kuristimen yli oleva jännite on suuntaajan virran aikaderivaatta kerrottuna induktanssilla L_c . Toisaalta käämin jännitteen tulee olla suuntaajan jännitteen ja kondensaattorin jännitteen erotus, joten näitä hyödyntäen saadaan kirjoitettua ensimmäisen kertaluvun differentiaaliyhtälö suuntaajan virralle

$$\mathbf{u}_{L_c}^s = L_c \frac{d\mathbf{i}_c^s}{dt} = \mathbf{u}_c^s - \mathbf{u}_f^s \quad (25)$$

Samalla tavalla saadaan muodostettua verkkovirran differentiaaliyhtälö. Kondensaattorin jännitteen yhtälö saadaan puolestaan kondensaattorin virran $\mathbf{i}_{C_f}^s$ avulla. Kondensaattorin läpi kulkeva virta on yhtä suuri kuin kondensaattorin jännitteen aikaderivaatta kapasitanssilla kerrottuna

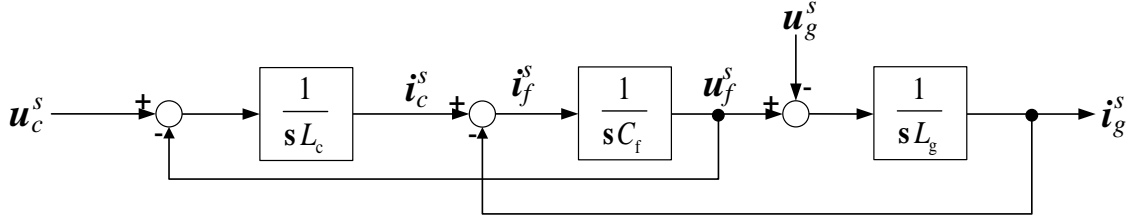
$$\mathbf{i}_f^s = C_f \frac{d\mathbf{u}_f^s}{dt}. \quad (26)$$

Toisaalta Kirchhoffin virtalaista saadaan, että kondensaattorin virta on suuntaajan virran ja verkkovirran erotus. Muodostamalla edellä mainitut yhtälöt ja ratkaisemalla ne derivaattojen avulla saadaan yhtälöryhmä

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{i}_c^s}{dt} = -\frac{1}{L_c}\mathbf{u}_f^s + \frac{1}{L_c}\mathbf{u}_c^s \\ \frac{d\mathbf{u}_f^s}{dt} = \frac{1}{C_f}\mathbf{i}_c^s - \frac{1}{C_f}\mathbf{i}_g^s \\ \frac{d\mathbf{i}_g^s}{dt} = \frac{1}{L_g}\mathbf{u}_f^s - \frac{1}{L_g}\mathbf{u}_g^s \end{cases}, \quad (27)$$

joka on järjestelmän matemaattinen malli stationaarisessa koordinaatistossa. Yhtälöryhmästä (27) voidaan muodostaa lohkokaavioesitys, joka on esitetty kuvassa 14.

Yhtälöryhmästä saadaan muodostettua kappaleessa 2.3.1 annetussa tilaesityksessä (3) esiintyvä tilayhtälö



Kuva 14: Stationaarisessa koordinaatistossa olevan LCL-suodattimen lohkokaavio.

$$\frac{d\mathbf{x}^s}{dt} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_c} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_g} & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}^s} \underbrace{\begin{bmatrix} i_c^s \\ u_f^s \\ i_g^s \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}^s} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}^s} u_c^s + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_g} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_g^s} u_g^s, \quad (28)$$

jossa \mathbf{x}^s on tilavektori, \mathbf{A}^s on systeemimatriisi ja \mathbf{B}^s on syöttömatriisi stationaarisessa koordinaatistossa. Verkon jännite u_g^s kytketty häiriönä matriisiin \mathbf{B}_g^s kautta ja se summataan tilayhtälöön. Käyttämällä yhtälöä (4) saadaan stationaarisen koordinaatiston siirtofunktiot suuntaajan jännitteestä suuntaajan virtaan $G_{u_c i_c}^s$, suuntaajan jännitteestä kondensaattorin jännitteeseen $G_{u_c u_f}^s$ ja suuntaajan jännitteestä verkkovirtaan $G_{u_c i_g}^s$

$$G_{u_c i_c}^s(s) = \frac{i_c^s(s)}{u_c^s(s)} = \frac{1}{L_c} \frac{s^2 + (\omega_z^s)^2}{s [s^2 + (\omega_p^s)^2]} \quad (29)$$

$$G_{u_c u_f}^s(s) = \frac{u_f^s(s)}{u_c^s(s)} = \frac{1}{L_c C_f} \frac{1}{s^2 + (\omega_p^s)^2} \quad (30)$$

$$G_{u_c i_g}^s(s) = \frac{i_g^s(s)}{u_c^s(s)} = \frac{1}{L_c C_f L_g} \frac{1}{s [s^2 + (\omega_p^s)^2]}, \quad (31)$$

jossa $\omega_z^s = \sqrt{\frac{1}{C_f L_g}} = 7142,9 \text{ rad/s}$ on stationaarisen koordinaatiston resonanssitaajuus ja $\omega_p^s = \sqrt{\frac{L_c + L_g}{L_c C_f L_g}} = 9221,4 \text{ rad/s}$ on stationaarisen koordinaatiston anti-resonanssitaajuus. Kondensaattorin virta saadaan suoraan muuntamalla kondensaattorin virran differentiaaliyhtälö (26) Laplace-tasoon. Kondensaattorin virran yhtälö Laplace-tasolla on $i_f^s(s) = s C_f u_f^s(s)$, jolloin siirtofunktio kondensaattorin jännitteestä kondensaattorin virtaan on

$$G_{u_f i_f}^s(s) = \frac{i_f^s(s)}{u_f^s(s)} = s C_f,$$

jonka avulla saadaan siirtofunktio suuntaajan jännitteestä kondensaattorin virtaan [21]

$$G_{u_c i_f}^s(\mathbf{s}) = G_{i_f u_f}^s(\mathbf{s}) G_{u_c u_f}^s(\mathbf{s}) = \frac{\mathbf{i}_f^s(\mathbf{s}) \mathbf{u}_f^s(\mathbf{s})}{\mathbf{u}_f^s(\mathbf{s}) \mathbf{u}_c^s(\mathbf{s})} = \frac{1}{L_c} \frac{\mathbf{s}}{\mathbf{s}^2 + (\omega_p^s)^2}. \quad (32)$$

Siirtofunktioiden (29), (30), (31) ja (32) taajuus- ja vaihevasteet on piirretty kuvassa 15.

Kuvan 15 vahvistuskäyrät kuvaavat vahvistuksia suuntaajan jännitteestä haluttuun suureeseen. Kuvaajista huomataan, että pienillä taajuuksilla suuntaajan virran ja verkkovirran vahvistukset lähestyvät toisiaan asymptoottisesti ja kondensaattorin virran vahvistus pienenee, mikä tarkoittaa, että suuntaajan ja verkon vahvistukset yhtyvät. Tämä voidaan ajatella siten, että LCL-piiri redusoituu pelkästään kahden kuristimen muodostamaksi piiriksi. Suurilla taajuuksilla suuntaajan virran ja kondensaattorin virran vahvistukset puolestaan yhtyvät ja verkkovirran vahvistus pienenee. Korkeilla taajuuksilla LCL-piiri redusoituu pelkästään suuntaajan kuristimen ja kondensaattorin muodostamaksi silmukaksi. Kuten vahvistuskäyrästä $|G_{i_g u_c}^s|$ huomataan, suodatin vaimentaa verkkovirtaa voimakkaasti (60 dB/dekadi) resonanssitaajuuden jälkeen, mikä tarkoittaa parempaa verkkovirran laatua.

Suuntaajan virralla on nollavahvistus antiresonanssitaajuudella ω_z^s , joten tällä taajuudella suuntaaja ei ideaalisessa tapauksessa kykene syöttämään virtaa verkkoon. Siirtofunktiot kuvaavat häviötöntä LCL-suodatinta. Todellisuudessa suodattimessa on resistiivisiä komponentteja, jolloin nolla ja ääretön vahvistus korvautuvat pienellä vahvistuksella antiresonanssitaajuudella ja äärellisellä vahvistuksella resonanssitaajuudella. Näin ollen edellä esitetty nolla ja ääretön vahvistus ovat teoreettisia.

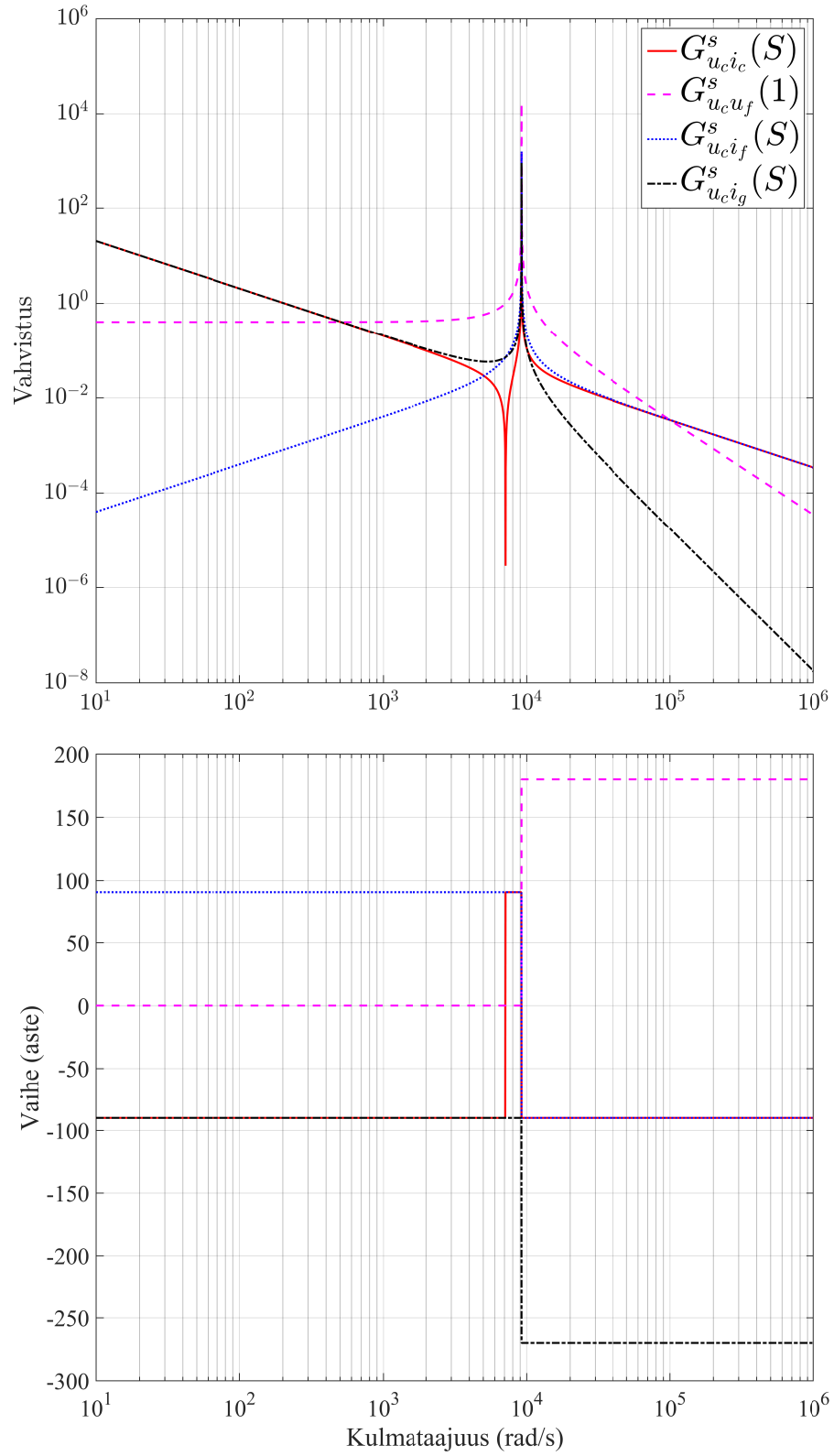
Vahvistuskäyrät ovat sopusoinnussa alipäästösuodattimena toimivan LCL-piirin kanssa. Pientaajuiset virrat menevät suoraan verkkoon, koska kondensaattori näkyy suuri-impedanssisena reittinä. Suurtaajuiset virrat taas ohjautuvat kondensaattorin kautta, koska kondensaattorin impedanssi on pieni näillä taajuuksilla. Kuvaan 16 on piirretty siirtofunktioiden $G_{i_c u_c}^s$ ja $G_{i_g u_c}^s$ navat ja nollat kompleksitasoon ja suuntaajan virran kaksi nollaa voidaan havaita ylemmässä kuvassa.

3.3 Malli tahtikoordinaatistossa

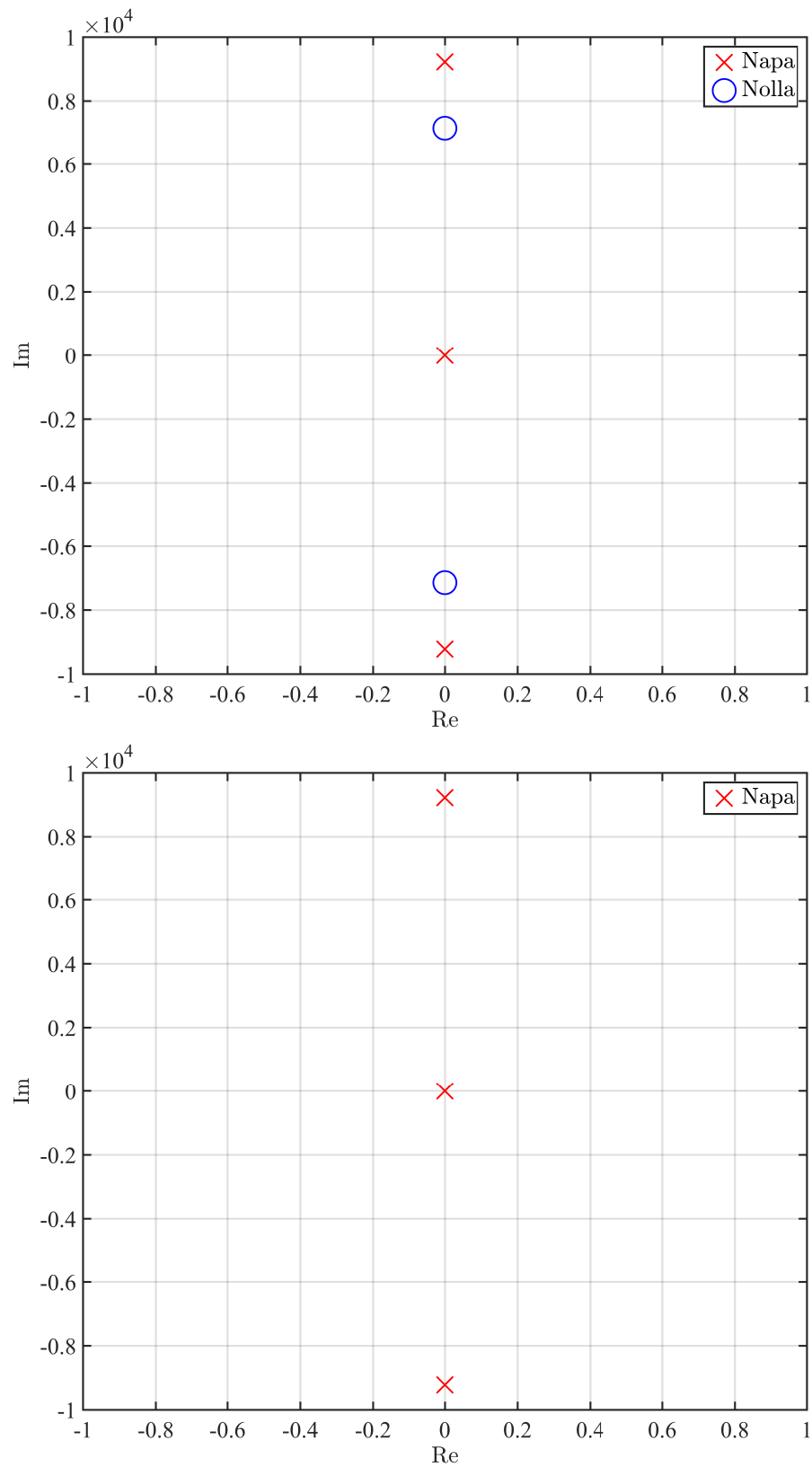
Virtasäädin toteutetaan hyödyntäen tasasäätömenetelmää, joten yhtälöryhmä (27) on muutettava tahtikoordinaatistoon. Muunnos toteutetaan siten, että ratkaistaan Park-muunnoksesta (2) stationaarisen koordinaatiston suure ja sijoitetaan se stationaariseen yhtälöryhmään (27). Suuntaajan stationaarisen koordinaatiston jännite Park-muunnoksen avulla esitettyä on

$$\mathbf{u}_c^s = \mathbf{u}_c e^{j\theta_g}. \quad (33)$$

Tahtikoordinaatiston suureisiin viitattaessa yläindeksi s on jätetty pois. Muut stationaarisen koordinaatiston suureet muunnetaan samaan tapaan. Saatu yhtälöryhmä täytyy



Kuva 15: Siirtofunktioiden $G_{i_c u_c}^s$, $G_{u_f u_c}^s$, $G_{i_f u_c}^s$, ja $G_{i_g u_c}^s$ taajuus- ja vaihevasteet.



Kuva 16: Siirtofunktioiden $G_{i_c u_c}^s$ (ylempi) ja $G_{i_g u_c}^s$ (alempi) navat ja nollat Laplace-tasolla

muokata siten, että sille saadaan yhtälöryhmän (27) standardin differentiaaliyhtälöryhmän mukainen muoto. Kierto-operaattorin derivoimisessa täytyy huomioida tulon derivoimisääntö sekä muunnoksessa olevan tahtinopeudella pyörivän kiertokulman θ_g integraali, joka on

$$\theta_g(t) = \int_{t_0}^t \omega_g d\tau + \theta_0, \quad (34)$$

jossa ω_g on tahikulmanopeus. Edellä olevien avulla saadaan yhtälöryhmä tahtikoordinaatistossa

$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} &= -j\omega_g \mathbf{i}_c - \frac{1}{L_c} \mathbf{u}_f + \frac{1}{L_c} \mathbf{u}_c \\ \frac{du_f}{dt} &= \frac{1}{C_f} \mathbf{i}_c - j\omega_g \mathbf{u}_f - \frac{1}{C_f} \mathbf{i}_g \\ \frac{di_g}{dt} &= \frac{1}{L_g} \mathbf{u}_f - \frac{1}{L_g} \mathbf{u}_g - j\omega_g \mathbf{i}_g \end{cases} \quad (35)$$

ja edelleen tilaesitys

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \underbrace{\begin{bmatrix} -j\omega_g & -\frac{1}{L_c} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & -j\omega_g & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_g} & -j\omega_g \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{i}_c \\ \mathbf{u}_f \\ \mathbf{i}_g \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u}_c + \mathbf{B}_g\mathbf{u}_g, \quad (36)$$

jossa \mathbf{x} on tilavektori ja \mathbf{A} systeemimatriisi tahtikoordinaatistossa sekä $\mathbf{B} = \mathbf{B}^s$ ja $\mathbf{B}_g = \mathbf{B}_g^s$.

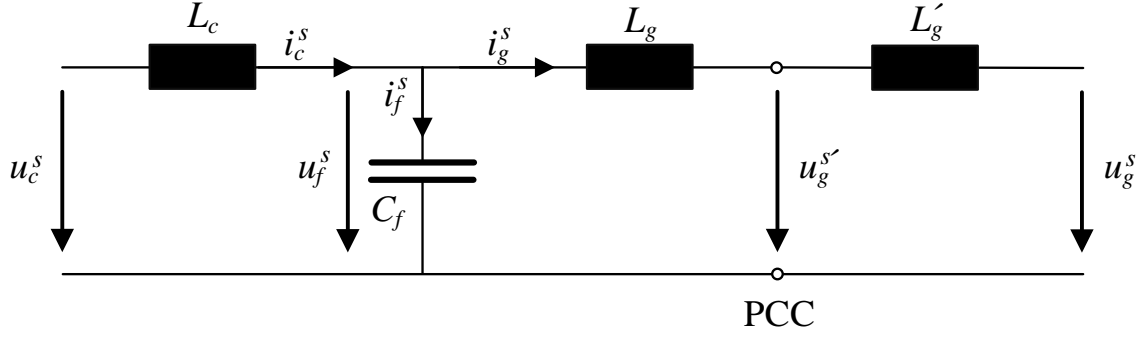
Tilayhtälöstä (36) nähdään, että kulmanopeus ω_g kytkeytyy systeemimatriisiin \mathbf{A} diagonaalille. Tätä voidaan hyödyntää laskettaessa siirtofunktiot tahtikoordinaatistossa. Tehdään Laplace-muuttujaan muuttujanvaihto $\mathbf{s}' = \mathbf{s} + j\omega_g$. Uusi muuttuja voidaan sijoittaa stationaarisen koordinaatiston siirtofunktioiden Laplace-muuttujaan ja näin saadaan siirtofunktiot tahtikoordinaatistossa

$$G_{u_c i_c}^s(\mathbf{s}') = G_{u_c i_c}(\mathbf{s}) = \frac{1}{L_c} \frac{(\mathbf{s} + j\omega_g)^2 + (\omega_z^s)^2}{(\mathbf{s} + j\omega_g) [(\mathbf{s} + j\omega_g)^2 + (\omega_p^s)^2]} \quad (37)$$

$$G_{u_c u_f}(\mathbf{s}) = \frac{1}{L_c C_f} \frac{1}{(\mathbf{s} + j\omega_g)^2 + \omega_p^s{}^2} \quad (38)$$

$$G_{u_c i_g}(\mathbf{s}) = \frac{1}{L_c C_f L_g} \frac{1}{(\mathbf{s} + j\omega_g) [(\mathbf{s} + j\omega_g)^2 + (\omega_p^s)^2]}. \quad (39)$$

Siirtofunktioista voidaan päätellä, että vahvistus- ja vaihekäyrissä on $j\omega_g$ suuruinen translaatio vaaka-akselilla, joten tahtikoordinaatistossa vahvistus- ja vaihevarakäyrät ovat siis siirtyneet ω_g verran vasemmalle puolelle taajuusakselilla.



Kuva 17: Stationaarisessa koordinaatistossa oleva LCL-suodattimen sijaiskytkentä, johon on lisätty verkon induktanssi

3.4 Verkon induktanssin huomioiva malli

Kuvassa 17 on stationaarisessa koordinaatistossa oleva LCL-suodattimen sijaiskytkentä, johon on lisätty verkon induktanssin L'_g ja yhteisen kytketymispisteen jännite u'_g . Kun verkon induktanssi poikkeaa nolasta, ei yhteisen kytketymispisteen jännite ole sama kuin verkon jännite, joten yhtälöryhmän (27) verkkovirran differentiaaliyhtälö täytyy muokata siten, että se vastaa kuvaa 17.

LCL-suodattimen verkon puolen induktanssin L_g ja verkon induktanssin L'_g differentiaaliyhtälöt verkkovirran suhteen ovat

$$\frac{d\mathbf{i}_g}{dt} = \frac{1}{L_g}\mathbf{u}_f^s - \frac{1}{L_g}\mathbf{u}_g^{s'} \quad (40a)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_g}{dt} = \frac{1}{L'_g}\mathbf{u}_g^{s'} - \frac{1}{L'_g}\mathbf{u}_g^s. \quad (40b)$$

Asettamalla yhtälöiden (40a) ja (40b) verkkovirran derivaatat yhtä suuriksi saadaan yhteisen kytketymispisteen jännitteeksi

$$\mathbf{u}_g^{s'} = \frac{L'_g}{L'_g + L_g}\mathbf{u}_f^s + \frac{L_g}{L'_g + L_g}\mathbf{u}_g^s. \quad (41)$$

Sijoittamalla yhteisen kytketymispisteen jännite verkkovirran differentiaaliyhtälöön (40a) saadaan uudeksi verkkovirran yhtälöksi

$$\frac{d\mathbf{i}_g}{dt} = \frac{1}{L'_g + L_g}\mathbf{u}_f^s - \frac{1}{L'_g + L_g}\mathbf{u}_g^{s'}. \quad (42)$$

Jos yhtälön (42) verkon induktanssi on nolla, saadaan alkuperäinen verkkovirran differentiaaliyhtälö kuten pitääkin. Uusi yhtälö on myös sopusoinnussa sen kanssa, että LCL-suodattimen näkökulmasta LCL-suodattimen verkon puoleinen induktanssi kasvaa verkon induktanssin verran. Uudeksi verkon induktanssin huomioivaksi

tilayhtälöksi stationaarisessa koordinaatistossa saadaan

$$\frac{d\mathbf{x}^s}{dt} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_c} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_g'+L_g} & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}^{s'}} \mathbf{x}^s + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{u}_c^s + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_g'+L_g} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_g^{s'}} \mathbf{u}_g^s, \quad (43)$$

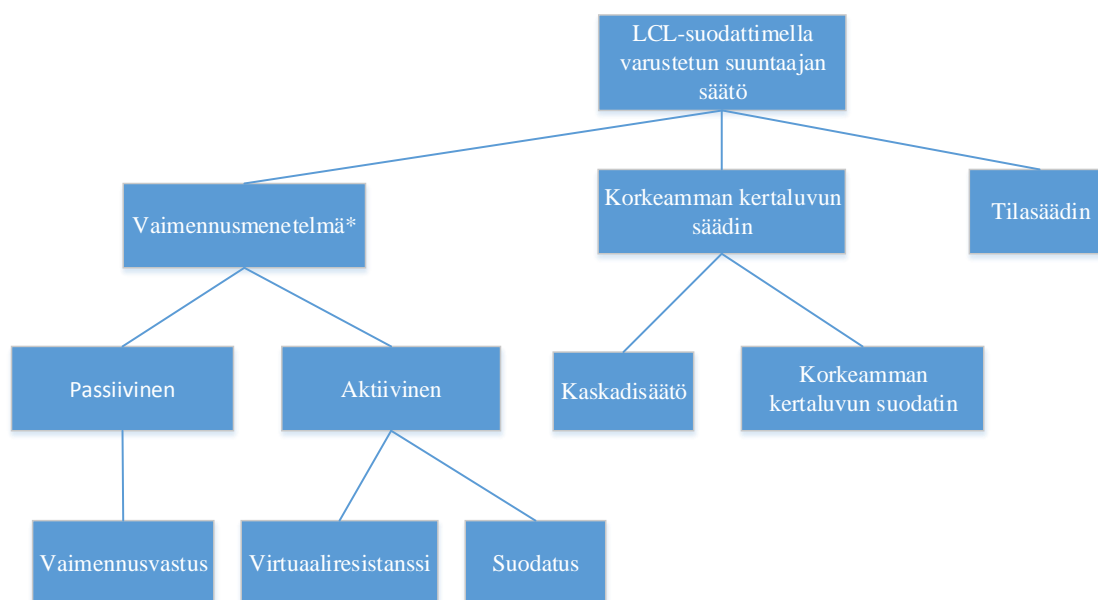
Tilayhtälö (43) saadaan tahtikoordinaatistoon samalla tavalla kuin kappaleessa 3.3.

4 Säättömenetelmät

Tässä luvussa käsitellään LCL-suodattimella varustetun suuntaajan eri virtasäättömenetelmiä. Kappaleessa 4.1 esitetään PI-tyyppisen säätimen rajoitukset, ja esitetään lyhyesti kirjallisuudessa esitettyjä säättömenetelmiä ja kriteerejä, joilla säätimiä voidaan verrata toisiinsa. Kappaleessa 4.2 kerrotaan passiivisesta vaimennusmenetelmästä. Kappaleessa 4.3 esitetään virtuaaliresistanssimenetelmä. Kappaleessa 4.4 käydään läpi säättömenetelmiä, joissa käytetään vaiheen johtopiiriä tai kaistanestosuodatinta. Viimeisessä kappaleessa 4.5 tarkastellaan korkeamman kertaluvun säätimiä ja tilasäädintä.

Tässä luvussa osa siirtofunktioista on esitetty stationaarisessa koordinaatistossa niiden yksinkertaisemman muodon takia. Kaikki tulokset pätevät myös tahtikoordinaatistossa.

4.1 PI-säätimen rajoitukset ja eri säättömenetelmät



*Virtasäätö on toteutettu PI-säätimellä kuristimen tapaan

Kuva 18: LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan virtasäättömenetelmien luokittelu.

PI-säädin on hyvin tunnettu ja yleisin säädintyyppi teollisuudessa [11, s. 480]. PI-säätimen rajoituksena on kuitenkin, että sillä kyetään asettamaan vapaasti navat vain ensimmäisen kertaluvun järjestelmille. Säädintä voidaan toki käyttää suuremman kertaluvun järjestelmän säätöön, mutta säädetyt järjestelmän napoja ei saada asetettua vapaasti.

Kuristimella varustettu suuntaaja on ensimmäisen kertaluvun järjestelmä, joten PI-säätimellä voidaan sijoittaa säädetyn järjestelmän navat vapaasti. Jos mallinnetaan suuntaajan jännite pelkällä yksikkövahvistuksella tahtikoordinaatistossa, saadaan järjestelmän siirtofunktioksi suuntaajan jännitteestä verkkovirtaan

$$G_L(s) = \frac{1}{Ls + j\omega_g L}. \quad (44)$$

Säätämällä kuristinta (44) PI-säätimellä ja laskemalla säädetyn järjestelmän siirtofunktio ja asettamalla sen nimittäjäpolynomi yhtä suureksi valitun polynomin $s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2$ kanssa, jossa ω_0 ominaiskulmataajuus ja ζ vaimennusvakio, saadaan säätimen parametreiksi

$$\begin{bmatrix} k_p \\ k_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2L\zeta\omega_0 - j\omega_g L \\ L\omega_0^2 \end{bmatrix}, \quad (45)$$

josta nähdään, että parametrit ovat täysin määrätty ja yksiselitteiset.

LCL-suodatin puolestaan on kolmannen kertaluvun järjestelmä suuntaajan jännitteestä suuntaajan virtaan tai verkkovirtaan, kuten siirtofunktioista (37) ja (39) voidaan todeta. Kolmannen kertaluvun PI-säätimellä säädetyn järjestelmän siirtofunktion nimittäjäpolynomin asteluku on neljä, joten PI-säätimellä ei saada asetettua tällaisen järjestelmän napoja vapaasti. PI-säätimen käyttöä korkeamman kertaluvun resonoivien järjestelmien säädössä on tutkittu ja ehdotettu menetelmää, jolla napoja voidaan asettaa tietyssä rajoissa [22].

PI-säädin on kuitenkin tunnettu ja käytetty säätömenetelmä, joten sitä on haluttu käyttää LCL-suodattimella varustetun suuntaajan virran säätöön. Tästä syystä on kehitetty erilaisia menetelmiä, joissa käytetään PI-säädintä virran säätöön, mutta säädetyn järjestelmän vaimennus on toteutettu joko lisäämällä vaimennusvastuksia LCL-piiriin, toteuttamalla vaimennusvastukset virtuaalisesti käyttämällä virtuaaliresistanssimenetelmää tai mittassuuretta suodattamalla. Näitä menetelmiä kutsutaan vaimennusmenetelmiksi. Vaimennusmenetelmille on yhteistä, että niillä muokataan kokonaisjärjestelmän vahvistuskäyrää siten, että resonanssitaajuudella ei esiinny enää ääretöntä vahvistusta. Kun suodattimen vaimennus on toteutettu erikseen, voidaan virran säätö toteuttaa perinteiseen tapaan PI-säätimellä. Toinen vaihtoehto on suunnitella korkeamman kertaluvun säädin tai käyttää tilasäädintä.

Vaimennusmenetelmät voi jakaa kahteen osaan. Vastuksen lisäämistä LCL-piiriin kutsutaan passiiviseksi vaimennukseksi. Passiivisella vaimennuksella muutetaan fyysisesti LCL-suodattimen ominaisuuksia, jolloin suodattimen vahvistuskäyrässä ei enää esiinny ääretöntä vahvistusta. Aktiivinen vaimennus puolestaan toteutetaan erikseen algoritmina, käyttämällä joko virtuaaliresistanssi- tai suodatusmenetelmiä. Aktiivisessa menetelmässä LCL-suodattimen ominaisuudet (vahvistus- ja vaihekäyrä) pysyvät samana. Menetelmässä suuntaajan jänniteohjetta kompensoidaan sellaisella

kytkentäsekvenssillä, että resonanssitaajuudelle saadaan ääreellinen vahvistus [23]. Näin kokonaisjärjestelmän vahvistuskäyrässä ei enää esiinny ääretöntä vahvistusta. Koska aktiivinen vaimennus toteutetaan digitaalisena, se voidaan implementoida vain sen taajuuden ollessa Nyquistin rajataajuuden alapuolella, mikä tarkoittaa puolta näytteenottotaajuudesta [21]. Lisäksi on huomioitava, että todellisuudessa PI-säädin ja aktiivinen vaimennus vaikuttavat toisiinsa. Tämä on otettava huomioon suunniteltaessa aktiivisen vaimennuksen ja PI-säätimen dynamiikkaa, jotta järjestelmän stabiilius ja dynamiikka saadaan riittävän lähelle suunniteltua [21]. Passiiviselle ja aktiiviselle menetelmällä yhteistä on, että virran säätö toteutetaan PI-säätimellä.

Kolmas tapa toteuttaa säätö on joko käyttää korkeamman kertaluvun säätimiä (kaskadimenetelmä tai korkeamman kertaluvun suodatus) tai käyttää tilasäädintä. Kuvassa 18 on esitetty eri menetelmien periaatteellinen säätöluokittelu.

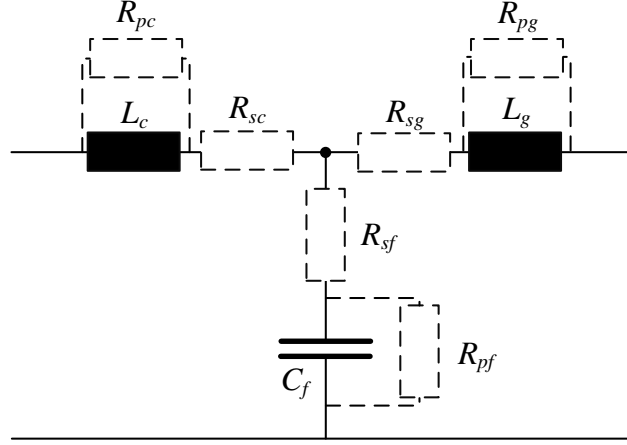
Jotta eri menetelmiä voidaan verrata toisiinsa, on määriteltävä hyvyyskriteerit. Tässä työssä käytetään seuraavia kriteereitä hyvyyden määrittämiseen:

- Mittausten lukumäärä
- Säädettävyyys (napojen asettelun vapaus)
- Säätöalgoritmin kompleksisuus
- Herkkyys parametrivirheille.

Mittausten lukumäärä vaikuttaa sekä verkkosuuntaajan hintaan varsinkin pienitehoisissa suuntaajissa, joiden tuotantomäärät ovat suuret, että kasvattaa todennäköisyyttä vialle. Perinteisessä kuristimen säädössä tarvitaan verkkojännitteen ja verkkovirran mittausta, jota pidetään vertailuarvona mittausten lukumäärälle. Kun mittausten lukumäärä on suurempi kuin kaksi vaikuttaa se negatiivisesti hyvyyteen. Säädettävyyys tarkoittaa mahdollisuutta asettaa järjestelmän dynamiikka vapaasti. Vapaa napojen asettaminen katsotaan säätömenetelmän eduksi. Säätöalgoritmin kompleksisuus vaikuttaa järjestelmän hintaan, koska mitä kompleksisempi säätöalgoritmi, sitä nopeampi ja suuremman muistikapasiteetin omaava mikroprosessori tarvitaan, mikä puolestaan on kalliimpaa. Järjestelmän parametrit on saatu joko estimoimalla tai dokumenteista. Estimointivirheestä ja komponenttien vanhentumisesta seuraa, että todelliset järjestelmän parametrit ja viritykseen käytettävät parametrit poikkeavat toisistaan. Tästä syystä säädön tulisi olla riittävän robusti parametrivirheille.

4.2 Passiivinen vaimennus

Häviötön LCL-suodatin on ideaalinen värähtelijä, joka ei pysty vaimentamaan resonanssitaajuutta. Passiivisessa vaimennuksessa lisätään LCL-piiriin vastus tai vastuksia, jolloin vaimentamatonta värähtelyä ei enää esiinny. Se myös poistaa nollavahvistuksen. Vastus voidaan asettaa kuuteen eri paikkaan: joko käämien ja kondensaattorin kanssa sarjaan R_{sc} , R_{sg} , R_{sf} tai rinnan R_{pc} , R_{pg} , R_{pf} . Kuvassa 19 on esitetty eri



Kuva 19: Vaimennusvastusten mahdolliset paikat LCL-piirissä.

vastusten paikat LCL-piirissä.

Vaimennusvastuksia voi käyttää useampaa samanaikaisesti. Rajoituksena ovat rinnankytketyt vastukset, joita voi käyttää vain yhtä kerrallaan, koska kaksi rinnankytkettyä vastusta muodostaisivat resistiivisen kytkeytymisen joko verkoon (R_{pc} ja R_{pg}) tai nollaan (R_{pc} tai R_{pg} ja R_{pf}). Tästä seuraisi häviötehon lisääntyminen resistiivisen kytkeytymisen seurauksena ja yliaaltojen vaimennuksen heikkeneminen. Alla on esitetty LCL-piirin siirtofunktiot eri vastuksilla suuntaajan jännitteestä suuntaajan virtaan.

$$G_{R_{pc}, u_c i_c}^s(\mathbf{s}) = \frac{1}{R_{cp}} \frac{[\mathbf{s}^2 + (\omega_z^s)^2] (\mathbf{s} + \frac{R_{cp}}{L_c})}{\mathbf{s}[\mathbf{s}^2 + \frac{1}{C_f R_{cp}} \mathbf{s} + (\omega_p^s)^2]} \quad (46a)$$

$$G_{R_{sc}, u_c i_c}^s(\mathbf{s}) = \frac{1}{L_c} \frac{\mathbf{s}^2 + (\omega_z^s)^2}{\mathbf{s}^3 + \frac{R_{cs}}{L_c} \mathbf{s}^2 + (\omega_p^s)^2 \mathbf{s} + \frac{R_{cs}}{L_c} (\omega_z^s)^2} \quad (46b)$$

$$G_{R_{pf}, u_c i_c}^s(\mathbf{s}) = \frac{1}{L_c} \frac{\mathbf{s}^2 + \frac{1}{C_f R_{fp}} \mathbf{s} + (\omega_z^s)^2}{\mathbf{s} [\mathbf{s}^2 + \frac{1}{C_f R_{fp}} \mathbf{s} + (\omega_p^s)^2]} \quad (46c)$$

$$G_{R_{sf}, u_c i_c}^s(\mathbf{s}) = \frac{1}{L_c} \frac{\mathbf{s}^2 + \frac{R_{fs}}{L_g} \mathbf{s} + (\omega_z^s)^2}{\mathbf{s} [\mathbf{s}^2 + R_{fs} C_f (\omega_p^s)^2 \mathbf{s} + (\omega_p^s)^2]} \quad (46d)$$

$$G_{R_{pg}, u_c i_c}^s(\mathbf{s}) = \frac{1}{L_c} \frac{\mathbf{s}^2 + \frac{1}{C_f R_{gp}} \mathbf{s} + (\omega_z^s)^2}{\mathbf{s} [\mathbf{s}^2 + \frac{1}{C_f R_{gp}} \mathbf{s} + (\omega_p^s)^2]} \quad (46e)$$

$$G_{R_{sg}, u_c i_c}^s(\mathbf{s}) = \frac{1}{L_c} \frac{\mathbf{s}^2 + \frac{R_{gs}}{L_g} \mathbf{s} + (\omega_z^s)^2}{\mathbf{s}^3 + \frac{R_{gs}}{L_g} \mathbf{s}^2 + (\omega_p^s)^2 \mathbf{s} + \frac{R_{gs}}{L_g} (\omega_z^s)^2} \quad (46f)$$

LCL-suodattimen siirtofunktioista nähdään, että nimittäjäpolymeissa ei esiinny

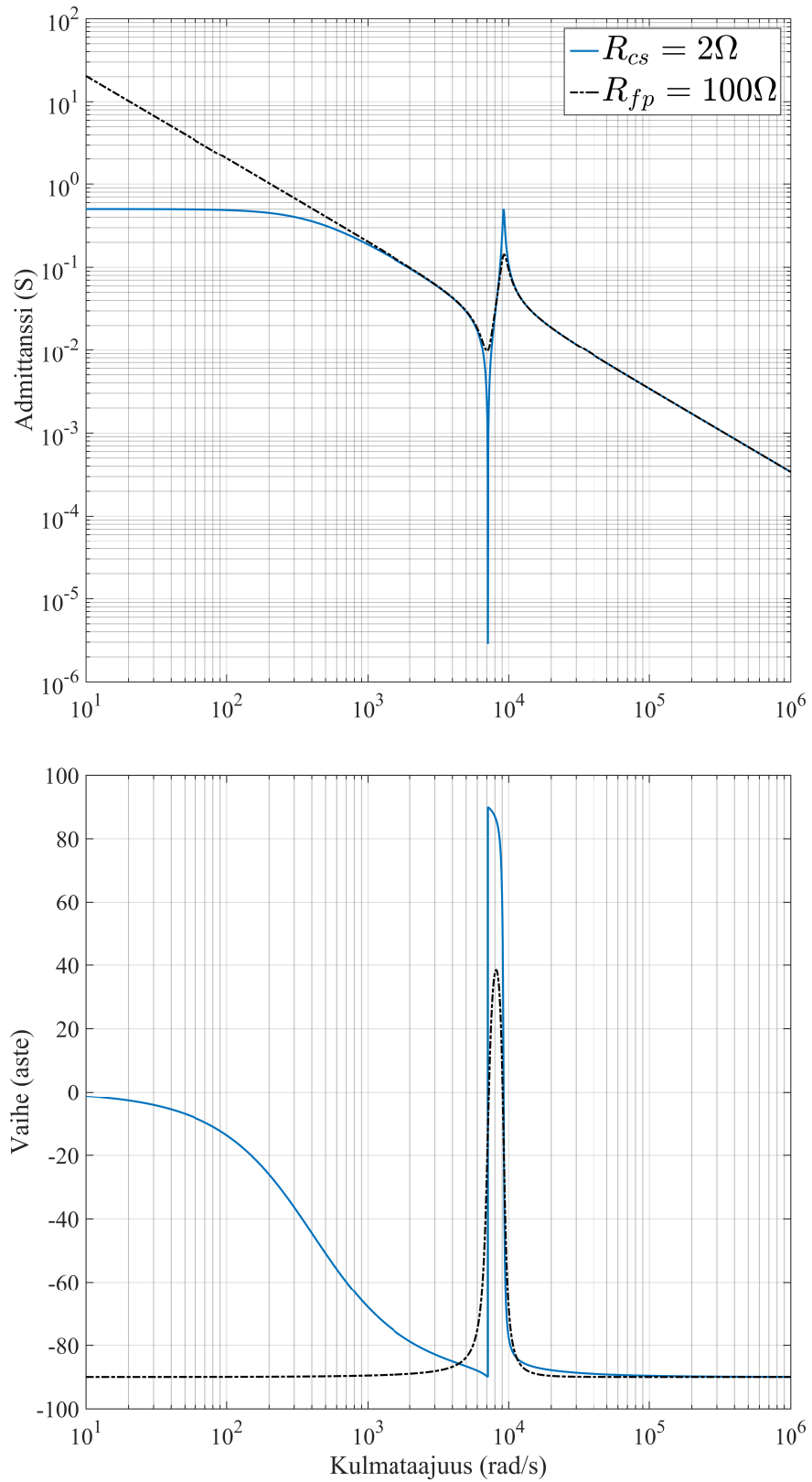
enää imaginaariakselilla olevia napoja. Vastukset siirtävät resonoivat navat kompleksitason vasemmalle puolelle, jolloin niihin saadaan vaimennus. Vastuksen resistanssin arvolla saadaan haluttu vaimennus LCL-suodattimeen. Kuvaan 20 on piirretty siirtofunktioiden vahvistus- (admittanssit) ja vaihekäyrät esimerkkinä, kun vastus on sarjassa suuntaajan kuristimen $G_{R_{sc},u_c i_c}^s$ ja rinnan kondensaattorin $G_{R_{pf},u_c i_c}^s$ kanssa.

Kuvasta 20 nähdään, että ääretön vahvistus resonanssitaajuudella on vaimentunut ja vaihevasteissa ei esiinny enää askelmaisia muutoksia. Suuntaajan kuristimen kanssa sarjassa oleva vastus R_{sc} ei poista suodattimen nollavahvistusta tai askelmaista muutosta vaihevasteessa, mikä on odotettua, koska se on seuraus verkon puolen kuristimesta ja kondensaattorista $\omega_z^s = \sqrt{\frac{1}{C_f L_g}}$.

Passiivisen menetelmän heikkoutena on, että se lisää suodattimen häviötä, jolloin hyötysuhde pienenee. Sarjassa olevan vastuksen häviöteho voidaan laskea yhtälöstä

$$P_d = 3R_s \sum_h I_d(h)^2,$$

jossa R_s on sarjassa oleva vaimennusvastus ja I_d on h:nnes virtakomponentti vastuksen läpi [24]. Rinnan olevan vastuksen häviöteho saadaan puolestaan yhtälöstä



Kuva 20: LCL-suodattimen vahvistus- ja vaihevasteet suuntaajan jännitteestä suuntaajan virtaan, kun vaimennusvastus on sijoitettu suuntaajan käämin kanssa sarjaan (R_{cs}) ja kondensaattorin kanssa rinnan (R_{fp}).

$$P_d = \frac{3}{R_p} \sum_h U_d(h)^2,$$

jossa R_p on rinnan oleva vaimennusvastus ja U_d on h:nnes jännitekomponentti vastuksen yli [24]. Häviöiden suuruus täytyy ottaa huomioon valittaessa vastuksen tai vastusten arvoja.

Vastukset vaimentavat suodattimen, jolloin virtasäätö voidaan toteuttaa erillisenä eikä vaimennusta tarvitse ottaa huomioon sen suunnittelussa. Kun PI-säätimen kaistanleveys on resonanssitaajuutta pienempi, voidaan LCL-suodatin mallintaa säätimen näkökulmasta pelkkänä induktanssien summana eli kuristimena. Virtasäädön näkökulmasta LCL-suodatin redusoituu kuristimeksi. Virtasäädin voidaan siten virittää olettamalla, että LCL-suodatin on kuristin.

Passiivisen menetelmän etu on, että säätömenetelmä palautuu kuristimella toimivan verkkosuuntaajan virtasäätöön. Menetelmän etuna on myös yksinkertainen säätöalgoritmi ja säätö on robusti suodattimen parametrivirheille. Heikkoutena on häviötehon kasvaminen ja herkkyys ulkoisille häiriöille [23].

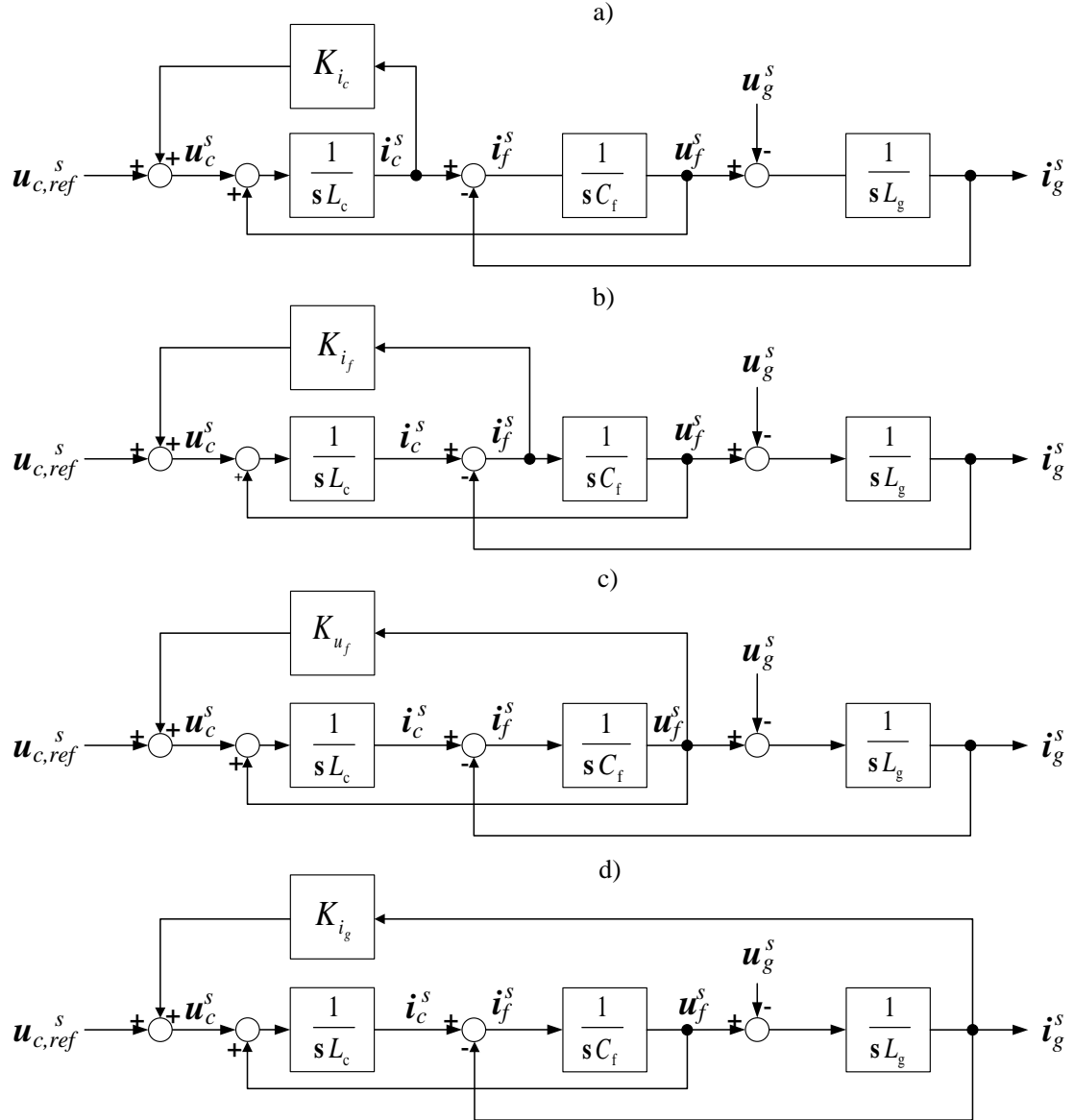
4.3 Virtuaaliresistanssi

Vaimennusvastuksen lisääminen suodattimeen lisää tyypillisesti 1 % tehohäviöitä suuntaajan nimellistehoon nähden. Toisaalta esimerkiksi tuulivoimalat toimivat 30 % niiden nimellistehosta, joten suhteelliset häviöt vastuksen kanssa tulisivat liian suuriksi [25]. Tästä syystä on siirrytty käyttämään virtuaaliresistanssimenetelmää passiivisen menetelmän sijaan.

Virtuaaliresistanssimenetelmässä pyritään takaisinkytkennällä ja algoritmilla muodostamaan sellainen kokonaisjärjestelmä, joka vastaisi vastuksella olevaa LCL-suodatinta. Virtuaalisen vastuksen resistanssi voidaan siten määrätä samalla tavalla kuin passiivisessäkin menetelmässä. Virtuaaliresistanssi voidaan toteuttaa kahdella eri tavalla. Ensimmäisessä tapauksessa takaisinkytkentä eli kompensointi tapahtuu suuntaajan referenssijännitteeseen [26] [27] [28]. Toisessa tapauksessa kompensointi lisätään säädettyyn virtaan tai sen referenssiin [29].

Kompensointi suuntaajan referenssijännitteeseen

Kompensointi toteutetaan siten, että jostain neljästä suuntaajan suureesta (i_c, i_f, u_f, i_g) muodostetaan takaisinkytkentä vahvistuksen $(K_{i_c}, K_{i_f}, K_{u_f}, K_{i_g})$ kautta suuntaajan jännitteen referenssiin. Takaisinkytkennän vahvistuksen siirtofunktio määrätään siten, että takaisinkytketyn järjestelmän siirtofunktio on samaa muotoa kuin jokin passiivisen menetelmän siirtofunktioista (46a)–(46f). Kuvassa 21 on esitetty eri takaisinkytkentämahdollisuudet.



Kuva 21: Lohkokaaviot kompensoinnista suuntaajan referenssijännitteeseen suuntaajan virrasta a), kondensaattorin virrasta b), kondensaattorin jännitteestä c) ja verkkovirrasta d).

Lohkokaavioista (kuva 21) saadaan muodostettua siirtofunktiot suuntaajan referens-

sijännitteestä suuntaajan virtaan.

$$G_{K_{ic}, u_{c,ref}i_c}^s(\mathbf{s}) = \frac{1}{L_c} \frac{\mathbf{s}^2 + (\omega_z^s)^2}{\mathbf{s}^3 - \frac{K_{ic}}{L_c} \mathbf{s}^2 + (\omega_p^s)^2 \mathbf{s} - \frac{K_{ic}}{L_c} (\omega_z^s)^2} \quad (47a)$$

$$G_{K_{if}, u_{c,ref}i_c}^s(\mathbf{s}) = \frac{1}{L_c} \frac{\mathbf{s}^2 + (\omega_z^s)^2}{\mathbf{s} \left[\mathbf{s}^2 - \frac{K_{if}}{L_c} \mathbf{s} + (\omega_p^s)^2 \right]} \quad (47b)$$

$$G_{K_{uf}, u_{c,ref}i_c}^s(\mathbf{s}) = \frac{1}{L_c} \frac{\mathbf{s}^2 + (\omega_z^s)^2}{\left(\mathbf{s} \left\{ \mathbf{s}^2 + \left[(\omega_p^s)^2 - \frac{K_{uf}}{L_c C_f} \right] \right\} \right)} \quad (47c)$$

$$G_{K_{ig}, u_{c,ref}i_c}^s(\mathbf{s}) = \frac{1}{L_c} \frac{\mathbf{s}^2 + (\omega_z^s)^2}{\mathbf{s}^3 + (\omega_p^s)^2 \mathbf{s} - \frac{K_{ig}}{L_c} (\omega_z^s)^2} \quad (47d)$$

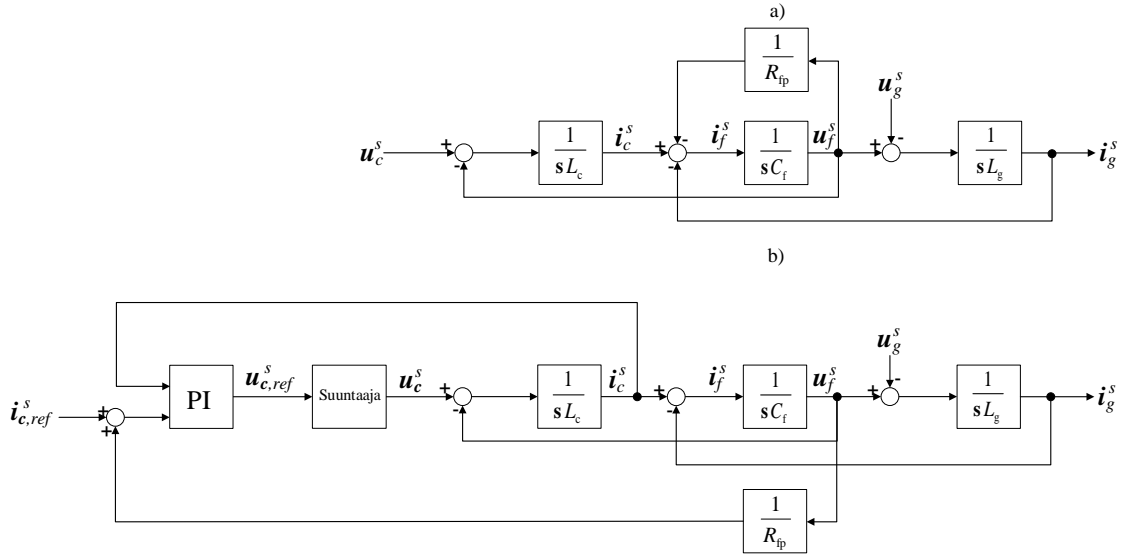
Siirtofunktioista (47a)–(47d) on huomioitava, että ne ovat funktioita suhteessa suuntaajan referenssijännitteeseen eivätkä suuntaajan jännitteeseen eli menetelmä ei muuta LCL-suodattimen ominaisuuksia. Toinen huomio on, että menetelmällä ei voida vaikuttaa osoittajapolynomiin eli nolliin. Virtuaaliresistanssimenetelmä saadaan identtiseksi passiivisen menetelmän siirtofunktion kanssa vain asettamalla kompensointi $G_{K_{ic}, u_{c,ref}i_c}^s$ (47a) yhtä suureksi $G_{R_{sc}, i_c u_c}^s$ (46b) kanssa, jolloin takaisinkytketyn vahvistuksen siirtofunktioksi tulee $K_{ic} = -R_{sc}$.

Kompensointi säädettyyn virtaan

Toisessa tapauksessa takaisinkytkentä toteutetaan säädettyyn virtaan. Tässä tapauksessa vastuksella olevan LCL-suodattimen lohkoakaavio muokataan lohkoalgebraa käyttäen siten, että muokattuun lohkoakaavioon saadaan siirtofunktio, joka kytkeytyy mitattuun virtaan siten, että muokattu lohkoakaavio on identtinen alkuperäisen kanssa. Todellisuudessa mitattu arvo lisätään tämän uuden siirtofunktion kautta virtaohjeeseen, jolloin virtasäätimen näkökulmasta järjestelmä käyttäytyy niin kuin siinä olisi kyseinen vastus [29].

Kuvassa 22 on esitetty kuinka kondensaattorin sarjaresistanssi todellisessa lohkoakaaviossa (kuva 22 a) muutetaan virtuaaliseksi resistanssiksi summaamalla sen käänteisluku suuntaajan referenssivirtaan (kuva 22 b). Virtasäätimen näkökulmasta lohkoakaaviot (a) ja (b) näyttävät identtisiltä. Tässä tapauksessa mitattua kondensaattorin jännitettä kerrottiin vain vastuksen R_{pf} käänteisluvulla, mutta esimerkiksi toteuttamalla verkon kuristimen kanssa sarjassa olevan vastuksen R_{sf} kompensointi, siirretään kondensaattorin virta vahvistettuna siirtofunktiolla $sC_f R_{sf}$ virran referenssiin [24]. Kyseessä on differentiaalinen suodatusmenetelmä, jossa täytyy käyttää ylipäästösuodatinta. Siinä mielessä tämä on rajatapaus virtuaaliresistanssimenetelmän ja suodattamalla säädetyn menetelmän välissä.

Virtuaaliresistanssimenetelmän etu on, että virtasäätö voidaan toteuttaa mallintamalla LCL-suodatin kuristimena. Menetelmä ei myöskään lisää häviötehoja verrattuna



Kuva 22: Kondensaattorin sarjavastuksen (a) muuttaminen virtuaaliresistanssiksi (b).

passiiviseen menetelmään. Säätoalgoritmi ei ole merkittävästi kompleksisempi verrattuna algoritmiin, jota käytetään pelkän kuristimen säädössä. Heikkoutena on, että kompensoinnissa voidaan tarvita vähintään yksi lisämittaus, mikä lisää ratkaisun hintaa. Mikäli kompensoitava suure estimoidaan, ei mittausten määrä kasva, mutta se tekee säätoalgoritmista monimutkaisemman.

4.4 Suodatusmenetelmät

On ehdotettu kahdenlaista suodattamalla vaimennettua menetelmää: vaiheenjohtopiiriä [4] [30] ja kaistanestosuodatusta [30].

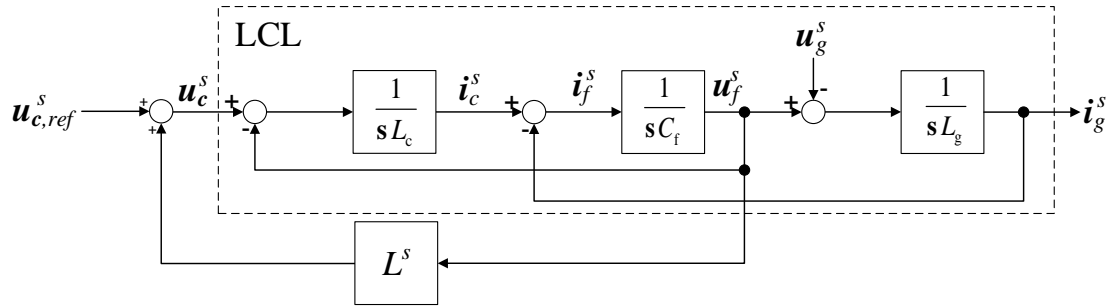
Vaiheenjohtopiiri

Vaiheenjohtopiirillä lisätään LCL-suodattimen vaiheeseen positiivista vaihetta, jolloin ääretön vahvistus resonanssitaajuudella saadaan poistettua. Vaiheenjohtopiirin siirtofunktio on

$$L^s(s) = k_d \frac{\frac{s}{\omega_f} + 1}{\alpha \frac{s}{\omega_f} + 1},$$

jossa ω_f on kulmataajuus, johon vaiheen johto halutaan, α on vaiheen johdon suuruus ja k_d on vahvistus [30] [31]. Kuvassa 23 on esitetty suodattimen kytkeytyminen LCL-suodattimen ja säädön välillä, kun suodatin on lisätty mitattuun kondensaattorin

jännitteeseen.



Kuva 23: Vaiheenjohtopiirin kytkeminen kondensaattorin jännitteestä suuntaajan referenssijännitteeseen.

Kuvasta 23 nähdään, että takaisinkytketty lohkokaavio on identtinen virtuaaliresistanssimenetelmän kanssa, jossa kompensointi on toteutettu kondensaattorin jännitteestä suuntaajan referenssijännitteeseen (kuva 21 d). Vaiheenjohtopiiri viritetään LCL-suodattimen resonanssitaajuudelle, jolloin kokonaisjärjestelmän siirtofunktiossa ei esiinny enää ääretöntä vahvistusta resonanssitaajuudella. Virtasäätö voidaan toteuttaa PI-säätimellä kuristimen tapaan [31].

On esitetty, että LC-suodattimella varustettua verkkosuuntaajan kondensaattorin jännitettä suodatetaan vaiheenjohtopiirillä tahtikoordinaatistossa [4]. Suodatettu jännite on lisätty virtasäädön ulostuloon. Tutkimuksessa on esitetty, että ehdotettu menetelmä ei lisää mittausten määrää, kun kyseessä oleva LC-suodatin on kytketty perinteisesti verkkoon. LCL-suodattimen tapauksessa menetelmä kuitenkin vaatii virtamittauksen lisäksi kondensaattorin jännitteen mittauksen, joten tässä tapauksessa mittausten määrä kasvaa, jos verkon jännite mitataan erikseen. Mikäli verkon jännitettä ei mitata ja verkon kiertokulman laskenta toteutetaan kondensaattorin jännitteestä, ei menetelmä kasvata mittausten määrää suhteessa kuristimella toteutettuun menetelmään. Kondensaattorin jännite voidaan myös estimoida tahtikoordinaatistossa virtuaalivuomallia käyttäen [31]. Virtuaalivuo on muodostettu suuntaajan referenssijännitteestä ja suuntaajan virrasta, joten menetelmä ei lisää mittausten määrää.

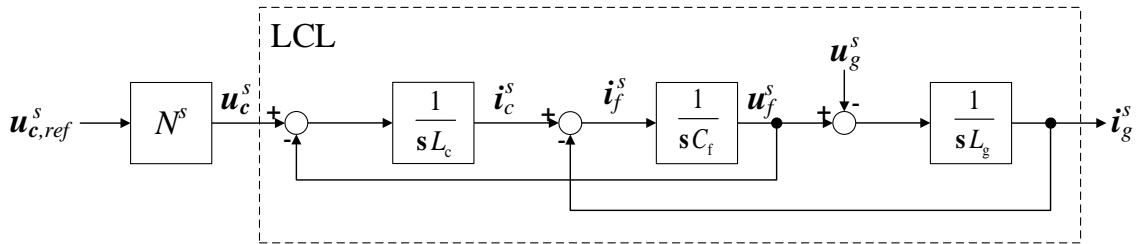
Vaiheenjohtopiirillä toteutettu aktiivinen vaimennus perustuu virtuaaliresistanssimenetelmään, jossa takaisinkytkentä on toteutettu suuntaajan referenssijännitteeseen. Menetelmässä vaiheenjohtopiiri suunnitellaan suoraan LCL-suodattimen resonanssitaajuuteen, joten suunnittelu on suoraviivaista ja hyvin dokumentoitua. Tämä menetelmä monimutkaistaa säätöalgoritmia hiukan, mutta pitää mittausten määrän samana kuin virtuaaliresistanssin tapauksessa. Koska suodatin on viritettävä resonanssitaajuudelle, on menetelmä melko herkkä parametrivirheille.

Kaistanestosuodatin

Kaistanestosuodattimella ääretön vahvistus resonanssitaajuudella vaimennetaan suodattimen nollalla resonanssitaajuudella. Menetelmässä kaistanestosuodatin asennetaan suuntaajan referenssijännitteen ja suuntaajan jännitteen väliin [32]. Suodattimen siirtofunktio on

$$N^s(s) = \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + \frac{1}{q}\omega_n s + \omega_n^2},$$

jossa ω_n on nollavahvistuksen kulmataajuus ja q on hyvyysluku. Nollavahvistuksen kulmataajuus valitaan resonanssitaajuudelle ω_p^s , jolloin osoittajapolynomi kumoaa järjestelmässä olevan navan. Nollavahvistuksen leveyteen voidaan vaikuttaa q -parametrilla. Mitä suurempi q :n arvo, sitä kapeampi ja selektiivisempi suodatin on [32]. Kuvassa 24 on esitetty miten kaistanestosuodatin on kytketty suuntaajan referenssijännitteen ja LCL-suodattimen väliin.



Kuva 24: Kaistanestosuodattimen kytkeminen suuntaajan referenssijännitteen ja suuntaajan jännitteen väliin.

Koska suodatin kytketään suuntaajan referenssijännitteen eteen, saadaan kokonaisjärjestelmän siirtofunktio kertomalla kaistanestosuodattimen siirtofunktio ja LCL-suodattimen siirtofunktio

$$G_{N,i_c u_{c,ref}}^s(s) = N^s(s) \frac{1}{L_c s} \frac{s^2 + (\omega_z^s)^2}{s^2 + (\omega_p^s)^2} = \frac{1}{L_c} \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + (\omega_p^s)^2} \frac{s^2 + (\omega_z^s)^2}{s(s^2 + \frac{1}{q}\omega_n s + \omega_n^2)}. \quad (48)$$

Siirtofunktiosta (48) nähdään, että kun valitaan $\omega_n = (\omega_p^s)^2$, LCL-suodattimen resonanssitaajuus kumoutuu. Kyseessä on napanollasupistus, joten se on herkkä parametrivirheille. Kaistanestosuodattimen viritys täytyy tehdä tarkasti. Muutokset suodattimen resonanssitaajuudessa heikentävät vaimennusta. Hyvyysluvulla voidaan vaikuttaa selektiivisyyteen ja sitä kautta parametriherkkyyteen [32]. Jos suodatin on

erittäin selektiivinen, se ei muuta LCL-suodattimen vahvistusta merkittävästi, mutta suodatin on herkempi parametrivirheille. Selektiivisyyden pienentyessä suodatin ei enää ole niin herkkä virheille, mutta se vaikuttaa LCL-suodattimen vahvistukseen. On esitetty, että hyvyysluvun arvolla $q=0,7$ resonanssitaajuuden vaimennus on riittävän hyvä verkon impedanssin muutoksissa [32].

Kaistanestosuodatin ei ole suoraan johdettavissa virtuaaliresistanssimenetelmästä, mutta ideana on, että kaistanestosuodatin vaimentaa LCL-piirin resonanssin ja virtasäätö voidaan toteuttaa PI-säätimellä. Menetelmän etuna on, että ei tarvita erillisiä mittauksia ja säätimen virittäminen on suoraviivaista. Säätöalgoritmin kompleksisuus on samaa luokkaa vaiheenjohtopiirin kanssa. Kokopäästösuoatatin on esitetty olevan joustavin ja tehokkain menetelmä aktiiviseen vaimennukseen [30].

4.5 Korkeamman kertaluvun säätimet ja tilasäädin

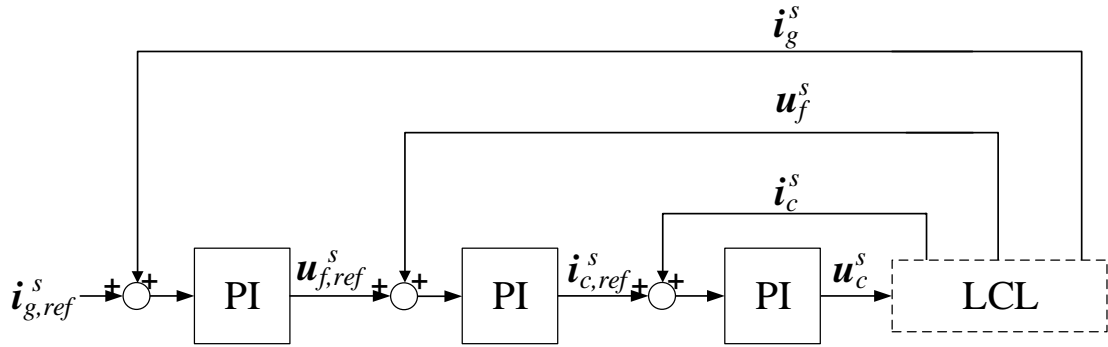
Passiiviselle ja aktiiviselle vaimennusmenetelmälle sekä suodatinmenetelmille on yhteistä, ettei niillä voida määrätä järjestelmän nimittäjäpolynomin najoja vapaasti, vaan LCL-suodattimen vaimennus ja virtasäätö on separoitu.

Tutkimuksissa on esitetty kaskadisäätöön [33] [34] ja tilatakaisinkytkentään [35] [36] [37] [38] [39] [8] perustuvia säätöjä, jotka perustuvat kaikkien tilojen takaisinkytkentään. Yksi erikoistapaus täyden säädettävyyden menetelmästä on esitetty, jossa mitataan vain verkkovirta, ja säätö on toteutettu lineaarisen säätimen ja korkeamman kertaluvun suodattimen avulla [40]. Tällä menetelmällä pystytään asettamaan suljetun järjestelmän navat vapaasti.

Kaskadisäätö

Kaskadisäätömenetelmässä säädetään kaikkia tiloja PI-säätimellä. Kuvassa 25 on esitetty kaskadisäädön lohkoakaavio. Menetelmässä mitataan tai käytetään estimaatteja tiloista, jotka takaisinkytketään referenssiinsä. Vaikka kyseessä on korkeamman kertaluvun säädin, ei v erityksessä ole ehdotettu suoraa najojen asettelua.

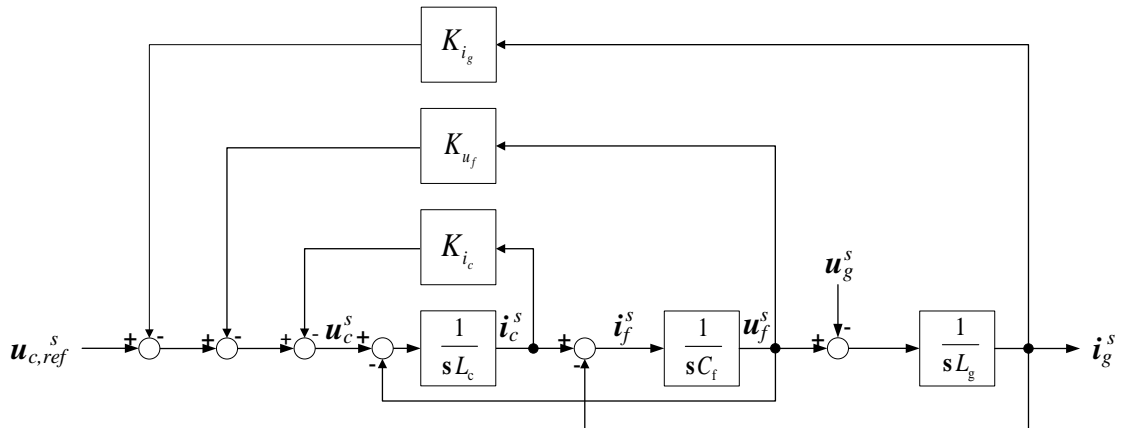
Kaskadisäätömenetelmäksi on ehdotettu suuntaajan virran ja verkkovirran säätämistä PI-säätimellä ja kondensaattorin jännitettä pelkällä vahvistuksella [33]. Toinen ehdotus on säätää verkkovirtaa PI-säätimellä ja kondensaattorin jännitettä ja suuntaajan virtaa vahvistuksella [34]. Mittauksia on vähennetty käyttämällä tilahavaintsijaa estimoimaan suuntaajan virta ja kondensaattorin jännite [33], tai estimoimalla verkkovirta, kondensaattorin jännite ja kondensaattorin virta [34]. Vaimennusta on parannettu joko käyttämällä virtuaaliresistansseja suuntaajan kuristimen ja verkon puolen kuristimen sarjavastuksia jäljitellen [33], tai passiivisesti lisäämällä vaimennusvastus sarjaan kondensaattorin kanssa [34]. Kaskadisäädön herkkyyttä parametri- virheille testattiin simuloimalla askelvastetta [33]. Säätimille ei tehty analyttistä herkkyyksianalyysiä parametrivirheille, joten niiden robustius jäi epäselväksi [33] [34].



Kuva 25: Kaskadisäätöön perustuvan säädön periaatteellinen lohkokaavio.

Tilasäädin

Kuvassa 26 on esitetty kaikki takaisinkytkennät suuntaajan referenssijännitteeseen suuntaajan virrasta, kondensaattorin jännitteestä ja verkkovirrasta. Jokainen takaisinkytketty silmukka on virtuaaliresistanssimenetelmä, jossa kompensointi on toteutettu referenssijännitteeseen (kuva 21 (a,c,d)). Useampisilmukkaisessa kompensoinnissa voidaan käyttää kaikkia lineaarisesti riippumattomia suureita. Koska kondensaattorin virta on lineaarisesti riippuvainen suuntaajan ja verkon virrasta, on mahdollista käyttää vain kahta kolmesta virrasta.



Kuva 26: Kompensointi suuntaajan referenssijännitteeseen suuntaajan virrasta, kondensaattorijännitteestä ja verkkovirrasta.

Kuvan 26 mukaisesta lohkokaaviosta voidaan muodostaa tilaesitystä vastaava systeemimatriisi \mathbf{A}_*^s . Kun valitaan negatiiviset takaisinkytkennät, saadaan systeemimatriiksi

$$\mathbf{A}_*^s = \begin{bmatrix} -\frac{K_{ic}}{L_c} & -\frac{1}{L_c} - \frac{K_{uf}}{L_c} & -\frac{K_{ig}}{L_c} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_g} & 0 \end{bmatrix}, \quad (49)$$

joka voidaan edelleen jakaa osiin

$$\mathbf{A}_*^s = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_c} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_g} & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{ic} & K_{uf} & K_{ig} \end{bmatrix} = \mathbf{A} - \mathbf{BK}, \quad (50)$$

josta nähdään, että tämä vastaa tilatakaisinkytketyn järjestelmän systeemimatriisia (8). Näin ollen virtuaaliresistanssimenetelmä, jossa kompensointi toteutetaan suuntaajan referenssijännitteeseen, voidaan johtaa tilasäätimestä asettamalla käyttämättömien tilojen vahvistukset nolliksi.

On ehdotettu tilasäätimeksi integroivaa tilatakaisinkytkentää, jossa säätimen suunnittelussa on käytetty kompleksista tilaesitystä tahtikoordinaatistossa [8] [35] [38]. Tilatakaisinkytkennässä on käytetty PI-säädintä, jolla on saatu referenssin seuranta paremmaksi [36]. Samanlainen ajatus on tilasäätimeen lisätyllä myötäkytkennällä [8]. Yksivaiheiselle verkolle on ehdotettu integroivaa tilasäädintä stationaarisessa koordinaatistossa käyttäen resonoivaa säädintä (proportional plus resonance) [39]. Säätimet on suunniteltu suoraan diskreettiaikaisena [35] [38] [39] tai jatkuva-aikaisena ja diskretoitu Tustinin menetelmällä [8]. Verkkovirta on mitattu ja muut suureet on estimoitu [38] tai suuntaajan virta ja verkkojännite on mitattu ja muut suureet on estimoitu käyttäen Luenbergerin tilahavaitsijaa [8]. Kaikki suureet on mitattu [35]. Kaikkien suureiden mittaaminen lisää säätimen kustannuksia, joten se ei ole mahdollinen kaikissa sovelluksissa. Säädessä on käytetty takaisinkytkennässä verkkovirtaa [35] [38] tai suuntaajan virtaa [8].

Säätimen virittämisessä on käytetty napojenasettelumenetelmää [8] [35] [38], LQOC-menetelmää (linear quadratic optimal control) [35] tai Besselin funktiota [38]. Tilasäädetyin järjestelmän viritus on toteutettu asettamalla säädetyin järjestelmän nimittäjäpolynomi yhtä suureksi dominoivan ja resonoivan napaparin kanssa [8] [36]. Viritussyhtälöt on ratkaistu suoraan tilayhtälöistä [8] [36], jolloin virtasäätimen viritus voidaan automatisoida. Viritussyhtälöt ovat epäkäytännölliset [36]. Analyytisesti parametriherkkyyttä on tutkittu pelkästään LCL-suodattimen verkon puoleisen induktanssin suhteen [35] ja verkon induktanssin ja kondensaattorin suhteen [8]. Analyyttistä tarkastelua ei ole tehty [38] [37] [39], mikä vaikeuttaa säädinten hyvyyden arviointia ja vertailua muihin säätimiin. Diskreettiaikaisen dead-beat -säätimen navat suurilla LCL-suodattimen verkon puoleisen induktanssin arvoilla osoitettiin numeerisesti lähestyvän asymptoottisesti yksikköympyrää, joten se on stabiili verkon puolen induktanssin kasvulle [35]. Myötäkytketty integroiva tilasäädin pysyy stabiilina kondensaattorin kapasitanssin ja verkon kuristimen induktanssin ± 30 %

muutoksilla nimellisarvoon [8]. Suoraan diskreetti aikaisena suunnitellun myötäkytkeytyn integroivan tilasäätimen herkkyyttä verkon induktanssille on tutkittu ja osoitettu, että se pysyy stabiilina, kun LCL-suodattimen induktanssit ovat vaihdelleet 0,9–1,1 kertaisena nimellisarvostaan ja verkon induktanssi on vaihdellut nolasta suodattimen verkon puoleisen induktanssin arvoon [41]. Vaihelukitun silmukan vaikutusta säätimen stabiilisuuteen ei otettu huomioon.

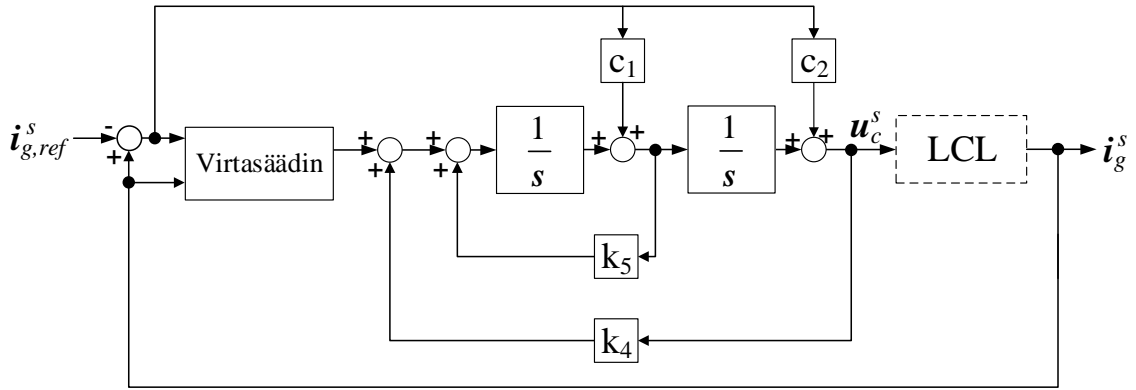
Verkkojännitteen aleneman seurausta virtasäätimen toimintaan testattiin symmetrisellä 50 % alennuksella nimellisarvosta [38]. Simuloinnissa havaittiin suuri virtapiikki jännitteen palauduttua nimellisarvoonsa, mikä olisi todellisessa järjestelmässä laukaissut ylivirtasuojan. Ongelma sivuutettiin mainitsemalla, että symmetrinen 50 % alennus jännitteeseen on harvinainen. Kuitenkaan tällaisen vian harvinaisuutta ei osoitettu lähteeseen viittaamalla. Jännitteen alenemaa ei testattu [8] [35], joten ei voida tietää esiintykö näissä virtasäätimissä samanlaista virtapiikkiä jännitteen palautuessa.

Yksivaiheiselle verkolle on toteutettu tahtikoordinaatistoon tilasäädin ja tutkittu Luenbergerin tilahavaitsijaa ja liukupintahavaitsijaa (sliding mode observer) toisiinsa [37]. Simuloimalla on osoitettu, että molemmat havaitsijat pystyvät havaitsemaan tarkasti niin pysyvässä tilassa kuin transientin aikana. Analyyttistä tarkastelua tai virheen lukuarvoa ei ole ilmoitettu, joten tulosten arviointi on vaikeaa. Osoitettiin kuitenkin simuloimalla, että Luenbergerin havaitsijalla toteutettu säädin menee epästabiiliksi suuren parametrivirheen vallitessa, kun taas liukupintahavaitsija pysyy tällä virheellä stabiilina. Simulointitulosten ollessa vajavaiset ja analyttisen tarkastelun puuttuessa johtopäätösten luotettavuudelle ei voida asettaa suurta painoa, mutta tutkimus herättää kuitenkin kiinnostavan kysymyksen. Tarjoaako liukupintahavaitsija paremman dynamiikan ja robustiuden parametrivirheille? Tämän tutkiminen jätetään jatkotutkimusaiheeksi.

Tilasäädin, jossa mitataan kaikki suureet, tarkoittaisi vähintään kolmen mittauksen käyttöä. Pienissä sovelluksissa, joissa tuotantomäärät ovat suuret ja verkkosuuntaajan kustannuksilla on merkittävä rooli, tämä määrä mittauksia estäisi tilasäätimen käytön. Tilahavaitsijalla voidaan pienentää mittausten määrää ja näin saada tilasäädin mittausten osalta samalle tasolle säädön kanssa, joka on toteutettu pelkälle kuristimelle. Tilahavaitsijalla voidaan vapaasti asettaa säädetyn järjestelmän navat. Säätoalgoritmi on kompleksisempi varsinkin silloin, kun käytetään tilahavaitsijaa estimoimaan tilat.

Korkeamman kertaluvun suodatin

On ehdotettu säätömenetelmää, jossa minkä tahansa lineaarisen virtasäätimen kanssa sarjassa on tutkimuksessa suunniteltu suodatin, jonka avulla voidaan LCL-suodattimella varustetun suuntaajan suljetun järjestelmän navat asettaa vapaasti vain käyttämällä yhtä mittausta [40]. Kuvassa 27 on säätimen periaatteellinen lohko-kaavio ehdotetusta menetelmästä, jossa c_1 , c_2 , k_4 ja k_5 ovat vakioita.



Kuva 27: Ehdotettu lineaarisen virtasäätimen ja suodattimen yhteinen säätömenetelmä [40].

Tutkimuksessa on osoitettu, että valitsemalla vakiot c_1 ja c_2 seuraavasti

$$c_1 = k_2 L_g + k_5 k_3 L_g C_f \quad (51a)$$

$$c_2 = k_3 L_g C_f, \quad (51b)$$

voidaan suljetun järjestelmän navat valita mielivaltaisesti. Säädin suunniteltiin diskreettinä, ja lineaarisena virtasäätimenä käytettiin ROGI-menetelmää (reduced-order generalized integrator), joka viritettiin +1, -1, -5, +7, -11 ja +13 -kertaisille verkkotaajuuksille. ROGI-menetelmässä integrointi viritetään jollekin taajuudelle ja sen monikerroille. Virtasäädin pystyy poistamaan viritettyjen taajuuksien pysyvän tilan virheen. Navat asetettiin käyttäen LQR-menetelmää (linear-quadratic regulator). Herkkyyttä parametrivirheille testattiin suuntaajan puolen ja verkon puolen kuristimien induktanssin muutoksilla. Simuloimalla ja mittaamalla testattiin säätimen toimintaa referenssin askelvasteelle. Simuloidut ja mitatut tulokset olivat lähellä toisiaan ja muutoksessa ei tullut ylityksiä. Sama askelvastetestti tehtiin myös parametrivirheillä ja tulokset osoittavat lähes saman vasteen kuin virheettömässä tilanteessa. Parametrivirheillä alussa oli voimakkaampaa oskillointia, mutta se tasoittui puolen verkkojakson aikana. Koska tässä menetelmässä oli käytetty ROGI-menetelmää virran säätöön, on vaikea verrata säädintä muihin täyden kertaluvun säätimiin.

Seuraavassa osoitetaan, että takaisinkytketyllä yleisellä kolmannen kertaluvun suodattimella saadaan asetettua LCL-suodattimen suljetun järjestelmän navat vapaasti tahtikoordinaatistossa. Tämä viittaa siihen, että edellä ehdotettu menetelmä [40] on johdettavissa tästä säätömenetelmästä.

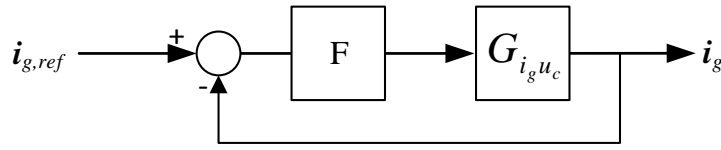
Olkoon meillä LCL-suodattimen siirtofunktio suuntaajan jännitteestä verkkovirtaan tahtikoordinaatistossa (39)

$$G_{u_c i_g}(s) = \frac{1}{L_c C_f L_g} \frac{1}{s^3 + 3j\omega_g s^2 + (\omega_p^{s^2} - 3\omega_g^2)s - j\omega_g^3 + j\omega_g \omega_p^{s^2}}. \quad (52)$$

Yleinen kolmannen kertaluvun suodatin on

$$F(s) = \frac{s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0}{s^3 + \beta_2 s^2 + \beta_1 s + \beta_0}, \quad (53)$$

jossa $\alpha_2, \alpha_1, \alpha_0, \beta_2, \beta_1$ ja β_0 ovat suodattimen parametrit. Muodostamalla takaisinkytketty suljettu silmukka saadaan kuvan 28 mukainen lohkokaavio. Tässä tapauksessa suodattimen siirtofunktioon on sisällytetty mikä tahansa kolmannen kertaluvun suodattimen muoto. Siirtofunktio referenssiverkkovirrasta verkkovirtaan on



Kuva 28: Yleisen kolmannen kertaluvun suodatin takaisinkytkettynä säätimenä.

$$G_{i_g, ref i_g}(s) = \frac{F(s)G_{i_g u_c}(s)}{1 + F(s)G_{i_g u_c}(s)}. \quad (54)$$

Asettamalla suljetun järjestelmän (54) nimittäjäpolynomi identtiseksi halutun polynomin

$$P(s) = s^6 + \Gamma_5 s^5 + \Gamma_4 s^4 + \Gamma_3 s^3 + \Gamma_2 s^2 + \Gamma_1 s + \Gamma_0 \quad (55)$$

kanssa, jossa $\Gamma_5, \Gamma_4, \Gamma_3, \Gamma_2, \Gamma_1$ ja Γ_0 , ovat halutun polynomin kertoimet, ja ratkaisemalla ne suodattimen parametrien suhteen saadaan matriisiyhtälö

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3j\omega_g & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_p^{s2} - 3\omega_g^2 & 3j\omega_g & 1 & 0 & 0 & 0 \\ j\omega_g\omega_p^{s2} - j\omega_g^3 & \omega_p^{s2} - 3\omega_g^2 & 3j\omega_g & \frac{1}{L_c C_f L_g} & 0 & 0 \\ 0 & j\omega_g\omega_p^{s2} - j\omega_g^3 & \omega_p^{s2} - 3\omega_g^2 & 0 & \frac{1}{L_c C_f L_g} & 0 \\ 0 & 0 & j\omega_g\omega_p^{s2} - j\omega_g^3 & 0 & 0 & \frac{1}{L_c C_f L_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta_2 \\ \beta_1 \\ \beta_0 \\ \alpha_2 \\ \alpha_1 \\ \alpha_0 \end{bmatrix} = \\
& (56) \\
& = \begin{bmatrix} \Gamma_5 - 3j\omega_g \\ \Gamma_4 + 3\omega_g^2 - \omega_p^{s2} \\ \Gamma_3 + 3\omega_g^3 - j\omega_g\omega_p^{s2} \\ \Gamma_2 \\ \Gamma_1 \\ \Gamma_0 \end{bmatrix},
\end{aligned}$$

joka voidaan ratkaista yksikäsitteisesti, koska kerroinmatriisin determinantiksi saadaan $\frac{1}{L_c^3 C_f^3 L_g^3}$. Voidaan tehdä havainto, että kuvausmatriisin determinantti on sama kuin LCL-suodattimesta lasketun ohjattavuusmatriisin determinantin (57) ja havaittavuusmatriisin determinantin (62) tulo. Näin on osoitettu, että kolmannen kertaluvun yleisellä suodattimella voidaan määrätä vapaasti takaisinkytkemällä säädetyn LCL-suodattimella varustetun suuntaajan navat. Tämän työn rajauksen takia suodattamalla säädetyn järjestelmän tarkempi analyysi jätetään jatkotutkimusaiheeksi. Huomioitavaa kuitenkin on, että kaskadisäätö ja tilasäätimet, joissa mitataan vain korkeintaan kaksi suuretta ja muut suureet estimoidaan, kuuluvat myös korkeamman kertaluvun suodattamalla säädettyyn menetelmään, joten tilasäätimen kriteerit hyvyyden osalta käyvät tähänkin säätimeen.

5 Takaiskytketyn tilasäätimen suunnittelu

Tässä luvussa suunnitellaan tilasäädin ja tilahavaintsija tahtikoordinaatistossa. Lisäksi suunnitellaan vaihelukittu silmukka ja kompensoidaan stationaarisessa koordinaatistossa oleva viive. Kappaleessa 5.1 suunnitellaan myötäkytketty integroiva tilasäädin ja lasketaan sen viritysyhtälöt. Kappaleessa 5.2 luodaan tilahavaintsija ja lasketaan sen viritysyhtälöt. Kappaleessa 5.3 muodostetaan vaihelukittu silmukka ja kappaleessa 5.4 kompensoidaan stationaarisessa koordinaatistossa olevan viiven seuraksena syntyvä tahtikoordinaatiston vaihesiirto sekä lisätään tilahavaintsijalle kytkettyyn säätimen referenssijännitteeseen viive. Kappaleessa 5.5 muodostetaan tilahavaintsijan tilayhtälö heikon verkon tapauksessa, kun yhteisen kytketymispisteen jännite ja verkon jännite on eri ja verkko on induktiivinen. Työssä erotetaan LCL-suodattimen komponenttien parametrit ja estimoidut parametrit siten, että estimoidut parametrit on merkitty sirkumfleksillä (esim. \hat{L}_g) parametrien päällä. Tällä halutaan korostaa, että viritysyhtälöissä olevat LCL-suodattimen ja verkon parametrit eivät välttämättä vastaa toisiaan.

5.1 Tilasäädin

LCL-suodattimella varustetun suuntaajan tilasäätimen virityksessä voidaan käyttää suoraa napojen asettelumenetelmää vain, jos se on ohjattava tahtikoordinaatistossa. Käyttämällä yhtälöä (6) ohjattavuusmatriisi tahtikoordinaatistossa on

$$\mathbf{P}_c = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} & -\frac{j\omega_g}{L_c} & \frac{j\omega_g^2 - \frac{1}{C_f L_c}}{L_c} \\ 0 & \frac{1}{L_c C_f} & -\frac{2j\omega_g}{L_c C_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c C_f L_g} \end{bmatrix}, \quad (57)$$

jonka determinantti on $\frac{1}{L_c^3 C_f^2 L_g}$ eli järjestelmä on ohjattava. Nyt voidaan muodostaa järjestelmän tilaesitys säätimen kanssa ja laskea viritysyhtälöt, jotka voidaan määrätä vapaasti.

Käyttämällä yhtälöä (13) saadaan myötäkytketyn integroivan tilasäätimen tilaesitykseksi, kun $\mathbf{r} = \mathbf{i}_{g,ref}$ ja $\mathbf{C} = [0 \ 0 \ 1]$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -j\omega_g - \frac{k_1}{L_c} & -\frac{1}{L_c} - \frac{k_2}{L_c} & \frac{k_3}{L_c} & -\frac{k_I}{L_c} \\ \frac{1}{C_f} & -j\omega_g & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_g} & -j\omega_g & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{k_T}{L_c} \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \mathbf{i}_{g,ref} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_g} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_g} \mathbf{u}_g \\ \mathbf{i}_g &= \underbrace{[0 \ 0 \ 1 \ 0]}_{\mathbf{C}} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (58)$$

jossa $\mathbf{x} = [\mathbf{i}_c \quad \mathbf{u}_f \quad \mathbf{i}_g]$, $\mathbf{x}_I = \int_{t_0}^t (\mathbf{i}_{g,ref} - \mathbf{i}_g) d\tau$ ja $\tilde{\mathbf{A}}$ on säädetyn järjestelmän systeemimatriisi, $\tilde{\mathbf{B}}$ on säädetyn järjestelmän syöttömatriisi, $\tilde{\mathbf{C}}$ on säädetyn järjestelmän ulostulomatriisi ja $\tilde{\mathbf{B}}_g$ verkkojännitteen ulostulomatriisi. Säädetyn järjestelmän systeemimatriisin $\tilde{\mathbf{A}}$ dimensio on neljä, jolloin siinä on neljä napaa, jotka pitää asettaa. Järjestelmän malliin on lisätty verkkojännite.

Tässä työssä käytetään verrokisäätimelle määritettyä tapaa asettaa navat [8]. Verrokkimallissa tilasäätimen parametrit määrätään asettamalla säädetyn järjestelmän systeemimatriisin $\tilde{\mathbf{A}}$ karakteristinen polynomi identtiseksi valitun karakteristikan kanssa

$$\det \{s\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{A}}\} \equiv \underbrace{(s^2 + 2\zeta_1\omega_1 s + \omega_1^2)}_{\text{Dominoiva napapari}} \underbrace{(s^2 + 2\zeta_2\omega_2 s + \omega_2^2)}_{\text{Resonoiva napapari}}, \quad (59)$$

jossa ω_1 ja ω_2 ovat ominaisvärähtelykulmataajuudet ja ζ_1 ja ζ_2 vaimennusvakiot [8]. Dominoivat navat asetetaan pelkän kuristimen tapaan siten, että suljetun järjestelmän dynaamiset ominaisuudet saadaan halutuksi ja resonoiva napapari asetetaan Laplace-tason imaginaariakselin vasemmalle puolelle, jolloin napapariin saadaan haluttu vaimennus. Samanlainen lähtökohta napojen asettelussa on tutkimuksessa [36]. Resonoivat navat asetetaan lähelle imaginaariakselia, jotta resonanssin vaimennukseen tarvittava säätövoiman tarve ja häiriöiden vahvistus pysyy pienenä.

Ratkaisemalla yhtälöstä (59) parametrit \mathbf{k}_1 , \mathbf{k}_2 , \mathbf{k}_3 ja \mathbf{k}_I saadaan säätimen viritysyhtälöiksi

$$\mathbf{k}_1 = 2\hat{L}_c (\zeta_1\omega_1 + \zeta_2\omega_2) - j3\hat{\omega}_g\hat{L}_c \quad (60a)$$

$$\mathbf{k}_2 = \hat{C}_f\hat{L}_c \left(\omega_1^2 + \omega_2^2 + 4\zeta_1\omega_1\zeta_2\omega_2 + 3\hat{\omega}_g^2 - j\frac{2\hat{\omega}_g}{\hat{L}_c}\mathbf{k}_1 - \frac{1}{\hat{C}_f\hat{L}_g} \right) - 1 \quad (60b)$$

$$\mathbf{k}_3 = \left(\hat{C}_f\hat{L}_g\hat{\omega}_g^2 - 1 \right) \mathbf{k}_1 + \hat{C}_f\hat{L}_c\hat{L}_g \left[2\zeta_1\omega_1\omega_2^2 + 2\zeta_2\omega_2\omega_1^2 + j\hat{\omega}_g \left(\hat{\omega}_g^2 - \frac{\mathbf{k}_2 + 1}{\hat{C}_f\hat{L}_c} - \frac{1}{\hat{C}_f\hat{L}_g} \right) \right] \quad (60c)$$

$$\mathbf{k}_I = -\hat{C}_f\hat{L}_c\hat{L}_g\omega_1^2\omega_2^2, \quad (60d)$$

joissa sirkumfleksi parametrien päällä vastaa estimoituja arvoja. On tärkeää huomata, että vain virheettömässä tapauksessa eli estimoitujen parametrien ollessa yhtä suuret järjestelmän parametrien kanssa, saadaan säätimelle haluttu dynamiikka. Koska näin ei useinkaan ole ja järjestelmän parametrit saattavat vaihdella ajan myötä, täytyy säätimen herkkyyttä parametrivirheille tutkia, jotta varmistutaan siitä, että säädin on stabiili määrättyllä vaihteluvälillä.

Myötäkytkentäparametri \mathbf{k}_T valitaan seuraavasti

$$\mathbf{k}_T = -\frac{\mathbf{k}_I}{\omega_1}, \quad (61)$$

jolla kumotaan integraattorin napa, jolloin järjestelmän referenssiseuranta saadaan nopeammaksi [8]. Myötäkytkentä ei kuitenkaan vaikuta järjestelmään kytkeytyviin ulkoisiin häiriöihin, joten ulkoisiin häiriöihin järjestelmä vastaa integraattorin lisäyksestä seuraavalla hitaudella.

5.2 Tilahavaitsija

Tilahavaitsijan dynamiikka voidaan asettaa täysin vapaasti, jos järjestelmä on tarkkailtava verkkovirran suhteen. Tätä varten on laskettava LCL-suodattimella varustetun suuntaajan havaittavuusmatriisi (yhtälö (16)). Havaittavuusmatriisi on

$$\mathbf{P}_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{1}{L_g} & -j\omega_g \\ \frac{1}{C_f L_g} & -\frac{2j\omega_g}{L_g} & j\omega_g^2 - \frac{1}{L_c C_f L_g} \end{bmatrix}, \quad (62)$$

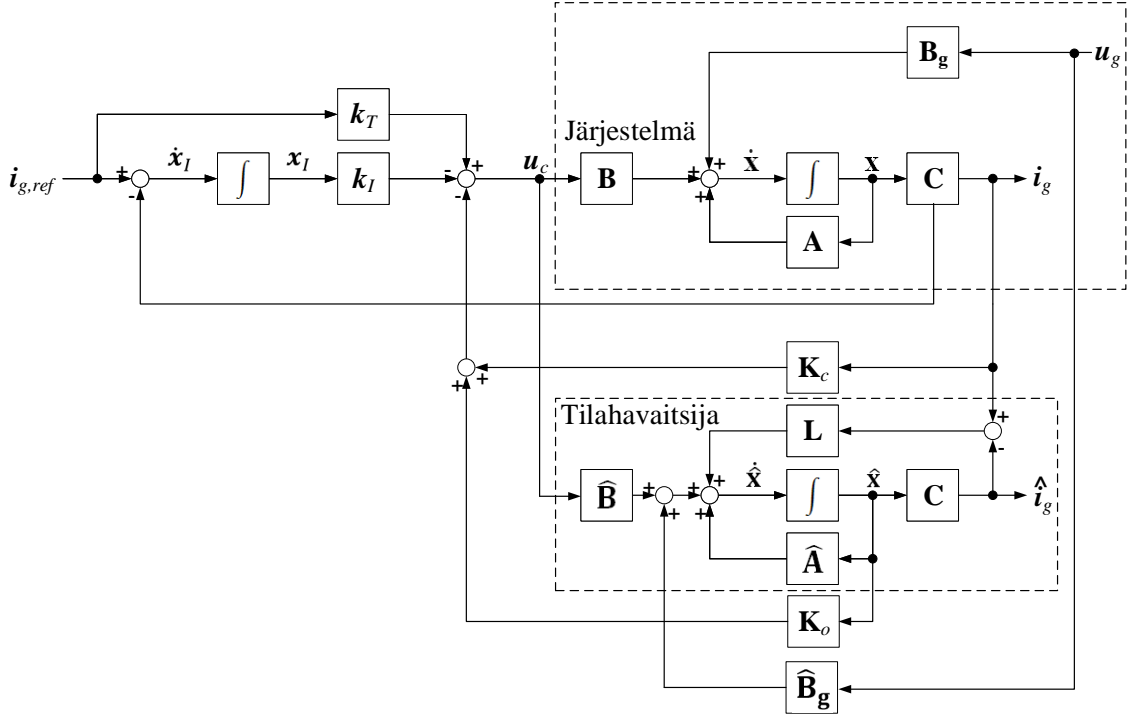
jonka determinantti on $\frac{1}{C_f L_g^2}$ eli järjestelmä on havaittava. Näin on varmistuttu siitä, että havaitsijan dynamiikka voidaan asettaa vapaasti.

Tilahavaitsijan tilayhtälöön lisätään myös verkkojännite, jolloin verkkojännitteessä tapahtuvat muutokset vaikuttavat suoraan tilahavaitsijan tiloihin ja havaitsijan dynamiikka saadaan nopeammaksi verkkojännitteessä tapahtuville muutoksille. Käyttämällä tilayhtälöä tilaesityksestä (18) ja lisäämällä siihen verkkojännite saadaan tilahavaitsijan tilayhtälöksi

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = [\hat{\mathbf{A}} - \mathbf{L}\mathbf{C}] \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{L}\mathbf{C}\mathbf{x} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{u}_c + \hat{\mathbf{B}}_g\mathbf{u}_g, \quad (63)$$

jossa \mathbf{u}_c vastaa säätölakia (19), $\mathbf{L} = [\mathbf{l}_1 \quad \mathbf{l}_2 \quad \mathbf{l}_3]^T$, $\hat{\mathbf{B}} = [\frac{1}{L_c} \quad 0 \quad 0]^T$ on estimoitu syöttömatriisi ja $\hat{\mathbf{B}}_g = [0 \quad 0 \quad -\frac{1}{L_g}]^T$ on verkkojännitteen estimoitu syöttömatriisi sekä $\hat{\mathbf{A}}$ on estimoitu systeemimatriisi. Virheettömässä tapauksessa estimoidut arvot vastaavat todellisia arvoja. Kuvassa 29 on piirretty tilasäätimen ja havaitsijan yhteisen tilaesityksen lohkokaavio, johon on lisätty verkkojännite.

Tilahavaitsijassa parametrit ajatellaan virheettömiksi, jolloin dynamiikka voidaan asettaa käyttämällä yhtälöä (22) ja asettamalla se identtiseksi halutun dynamiikan kanssa.



Kuva 29: Myötäkytketty integroiva tilasäädin tilahavaintsijalla, johon on kytketty verkkojännite.

$$\det \begin{Bmatrix} s + j\hat{\omega}_g & \frac{1}{\hat{L}_c} & -l_1 \\ -\frac{1}{\hat{C}_f} & s + \hat{\omega}_g & \frac{1}{\hat{C}_f} - l_2 \\ 0 & -\frac{1}{\hat{L}_g} & s + \hat{\omega}_g - l_3 \end{Bmatrix} \equiv (s + \alpha_{o1}) (s^2 + 2\zeta_{o2}\omega_{o2}s + \omega_{o2}^2), \quad (64)$$

jossa α_{o1} on ensimmäisen asteen napa ja ominaisvärähtelykulmataajuus ω_{o2} sekä vaimennusvakio ζ_{o2} määräävät toisen asteen navat [8]. Ratkaisemalla yhtälöstä (64) parametrit l_1 , l_2 , l_3 ja saadaan havaintsijan viritusyhtälöiksi

$$l_3 = \alpha_{o2} + 2\zeta_{o1}\omega_{o2} - j3\hat{\omega}_g \quad (65a)$$

$$l_2 = \hat{L}_g \left(2\alpha_{o1}\zeta_{o2}\omega_{o2} + \omega_{o2}^2 + 3\hat{\omega}_g^2 - \frac{\hat{L}_g + \hat{L}_c}{\hat{C}_f\hat{L}_c\hat{L}_g} - j2\hat{\omega}_g l_3 \right) \quad (65b)$$

$$l_1 = \alpha_{o1}\omega_{o2}^2\hat{C}_f\hat{L}_g + j\hat{\omega}_g \left(\hat{\omega}_g^2\hat{C}_f\hat{L}_g - \frac{\hat{L}_g}{\hat{L}_c} - 1 \right) + \left(\hat{\omega}_g^2\hat{C}_f\hat{L}_g - \frac{\hat{L}_g}{\hat{L}_c} \right) l_3 - j\hat{\omega}_g\hat{C}_f l_2, \quad (65c)$$

joissa sirkumfleksi parametrien päällä vastaa estimoituja arvoja. Virheettömässä

tapauksessa viritysyhtälöissä olevat parametrit ovat yhtä suuria järjestelmän parametrien kanssa. Vain virheettömät parametrit antavat halutun dynamiikan.

Yleisenä periaatteena havaitsijan virityksessä on valita havaitsijan navat kahdesta kuuteen kertaan nopeammaksi kuin säätimen navat, jolloin havaitsija ei rajoita säätimelle valittua dynamiikkaa [8].

5.3 Vaihelukittu silmukka

Vaihelukitulla silmukalla (phase lock loop, PLL) saadaan mitattua verkon kiertokulma, jota tarvitaan Park-muunnoksessa (2) muunnettaessa stationaarisen koordinaatiston suuret tahtikoordinaatistoon ja päinvaistoin. Tässä työssä käytetään SRF-PLL-menetelmää (synchronous reference frame), jolla saadaan verkkojännite suunnattua tahtikoordinaatiston d-komponentin suuntaan [2, ss. 182–186]. Tästä seuraa, että säädin on orientoitu verkkojännitteeseen. Tämä menetelmä on riittävän yksinkertainen kiertokulman laskemiseen tämän työn kannalta, koska pääpaino työssä on virtasäädössä. SRF-PLL-menetelmä ei kuitenkaan sovellu todellisen järjestelmän kiertokulmamittaukseen silloin, kun tarvitaan nopeaa ja tarkkaa kiertokulman mitausta epäsymmetristen verkkovikojen aikana [2, s. 202].

SRF-PLL-menetelmässä kolmivaiheinen verkkojännite muunnetaan luonnollisesta koordinaatistosta tahtikoordinaatistoon käyttämällä Clarke- ja Park-muunnoksia. Koska verkkojännite halutaan orientoida d-komponentin suuntaan, q-komponentti säädetään nolnaan. Näin q-komponentista saadaan PI-säädetyin takaisinkytketyn järjestelmän erosuure. Järjestelmässä säädetään ramppimaista referenssiä, jolloin joudutaan lisäämään toinen integrointi PI-säätimen lähtöön. Näin saadaan pysyvän tilan virhe nollaksi. Lisätyn integraalin lähtönä saadaan haluttu kiertokulman estimaatti $\hat{\theta}_g$, joka takaisinkytketään PLL:ssä olevaan Park-muunnoksen kiertokulmaan. Koska PI-säätimen lähdön integraalina saadaan kiertokulma, PI-säätimen lähtö on luonnollisesti verkon kulmataajuuden estimaatti $\hat{\omega}_g$. Kuvassa 30 on esitetty komponenttimuodossa SRF-PLL:n rakenne.

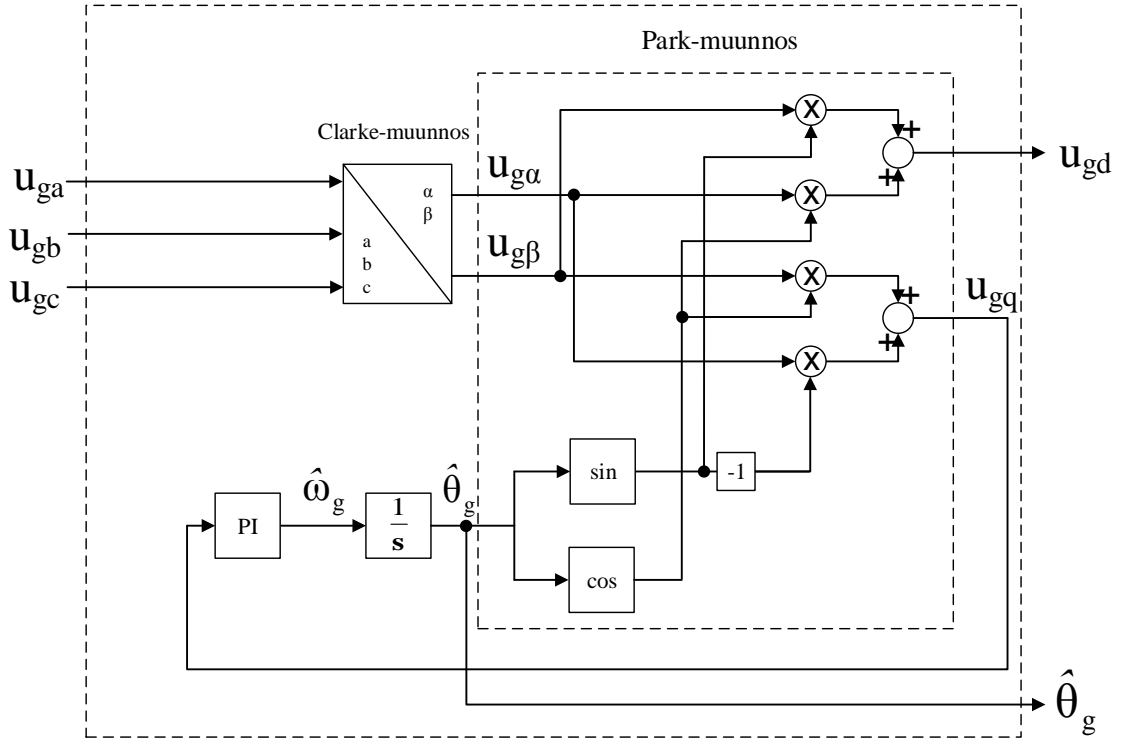
Park-muunnoksen dynamiikka q-komponentin suhteen on

$$u_{gq} = u_g \sin(\hat{\theta}_g), \quad (66)$$

jossa u_g on verkkojännitteen amplitudi. Yhtälö (66) on epälineaarinen, joten se täytyy linearisoida. Linearisointi toteutetaan nollan ympäristöön piensignaalin menetelmää käyttäen. Linearisoitu q-komponentin dynamiikka on

$$u_{gq}(u_g, 0) \approx u_g \hat{\theta}_g. \quad (67)$$

Muodostamalla PI-säädetyin järjestelmän siirtofunktio integraattorin kanssa ja asettamalla sen nimittäjäpolynomi halutun dynamiikan kanssa identtiseksi



Kuva 30: SRF-PLL:nä toteutettu vaihelukitun silmukan rakenne.

$$s^2 + \hat{u}_g k_{p,PLL} s + \hat{u}_g k_{I,PLL} \equiv s^2 + 2\zeta_{PLL} \omega_{PLL} s + \omega_{PLL}^2, \quad (68)$$

jossa \hat{u}_g on verkkojännitteen amplitudin estimoitu arvo, saadaan määrättyä PLL:n viritysyhtälöt

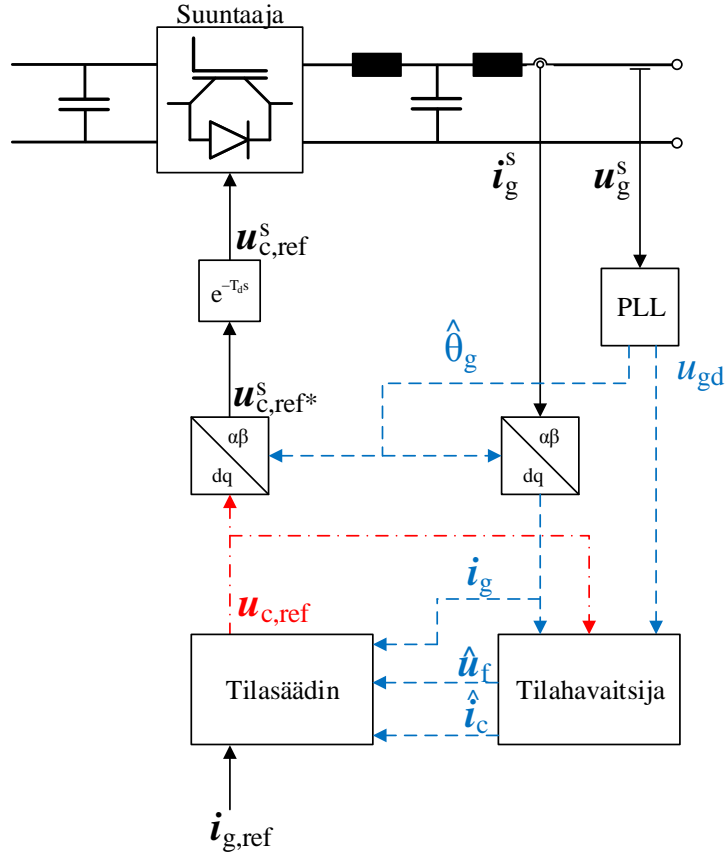
$$k_{p,PLL} = \frac{2\zeta_{PLL}\omega_{PLL}}{\hat{u}_g} \quad (69a)$$

$$k_{I,PLL} = \frac{\omega_{PLL}^2}{\hat{u}_g}. \quad (69b)$$

5.4 Viiveen kompensointi

Kuvassa 31 on esitetty tilasäätimen ja -havaitsijan rakenne, jossa suuntaajan jännite on mallinnettu viiveellisenä suuntaajan referenssijännitteenä viiveellä T_d .

Liitteessä B on osoitettu, että kun tahtikoordinaatiston suure muunnetaan viiveelliseen stationaariseseen koordinaatistoon ja tämän stationaarisen koordinaatiston suure muunnetaan takaisin tahtikoordinaatistoon, alkuperäisen tahtikoordinaatiston ja

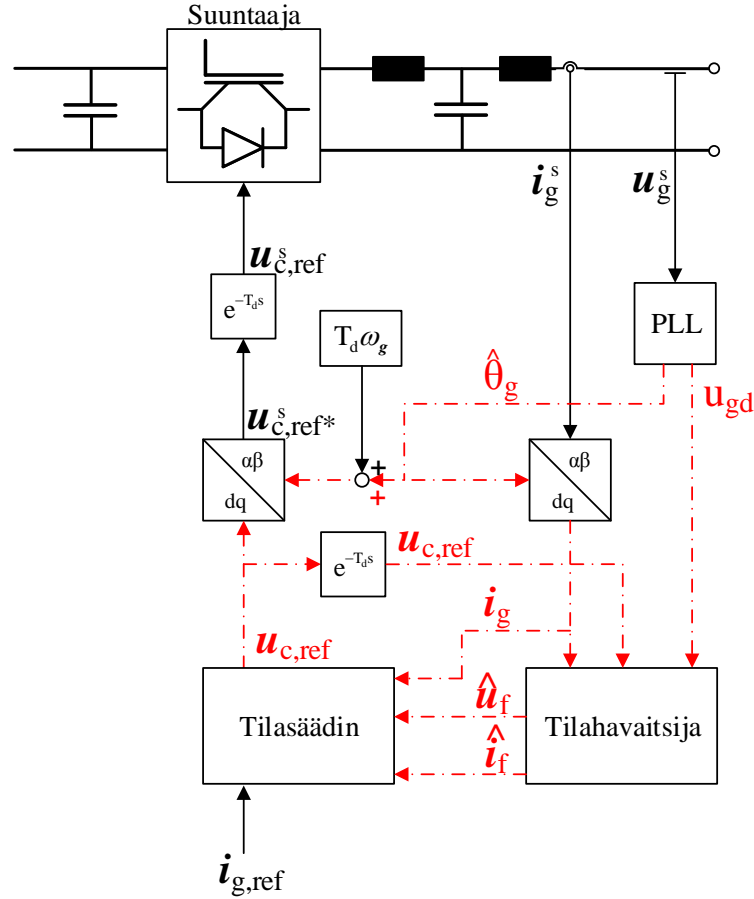


Kuva 31: Säädön rakenne, jossa ei ole kompensoitu suuntaajan jännitteen viivettä tahtikoordinaatistossa.

takaisin muunnetun tahtikoordinaatiston välillä on $\omega_g T_d$ suuruinen vaihe-ero. Tämä vaihe-ero pitää kompensoida, jotta tahtikoordinaatistot saadaan samaksi. Kuvas-
sa 31 eri tahtikoordinaatistot on esitetty punaisella katkoviivalla $\mathbf{u}_{c,ref}$ ja sinisellä
pistekatkoviivalla \mathbf{i}_g ja u_{gd} . Vaihe-ero kompensoidaan summaamalla käänteis-Park-
muunnoksen kiertokulmaan $\omega_g T_d$ suuruinen vaihekulma.

Kytkeällä tahtikoordinaatistossa oleva $\mathbf{u}_{c,ref}$ viiveen T_d kautta tilahavaitsijaan saa-
daan $\mathbf{u}_{c,ref}$:ssa ja $\mathbf{u}_{c,ref}^s$:ssa tapahtuvat muutokset samanaikaisiksi, jolloin tilahavai-
tajaan kytkeytyy vain suureiden väliset viiveet. Kuvassa 32 on esitetty kompensoinnin
ja viiveen lisääminen säädön rakenteeseen, mikä vastaa tässä työssä käytettyä säädön
rakennetta.

Viive T_d on näytteistysajan T_s ja ZOH-piiriin jatkuva-aikaisen approksimatiivisen
mallin $T_{ZOH} \approx \frac{1}{2}T_s$ summa



Kuva 32: Säädön rakenne, jossa on kompensoitu suuntaajan jännitteen viive.

$$T_d = T_s + \frac{1}{2}T_s = \frac{3}{2}T_s. \quad (70)$$

Näytteistys on valittu täyssä työssä nousevalla ja laskevalla reunalla, jolloin näytteistysaika kytkentätaajuuden f_{sw} avulla on

$$T_s = \frac{1}{2f_{sw}}. \quad (71)$$

5.5 Tilahavaitsijan tilaesitys verkon induktanssilla

Verkon jännite mitataan yhteisestä kytketymispisteestä, joka ei heikon verkon tapauksessa vastaa todellista verkon jännite. Yhteisen kytketymispisteen jännite summataan estimoidun verkon sisääntulomatriisin kautta tilahavaitsijaan. Koska yhteisen kytketymispisteen jännite ja verkon jännite ovat eri verkon induktanssista johtuen, täytyy muodostaa tilahavaitsijan tilaesitys, jossa tämä on huomioitu. Sijoittamalla tilahavaitsijan yhtälöön (63) yhteisen kytketymispisteen jännitteen yhtälö

(41), saadaan uusi tilahavaitsijan tilayhtälö, joka huomioi verkon induktanssin

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = [\hat{\mathbf{A}} - \mathbf{LC}] \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{LC}\mathbf{x} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{u}_c + \hat{\mathbf{B}}_g \left(\frac{L'_g}{L'_g + L_g} \mathbf{u}_f^s + \frac{L_g}{L'_g + L_g} \mathbf{u}_g^s \right). \quad (72)$$

Sijoittamalla säätölaki

$$\mathbf{u}_c = \mathbf{k}_T \mathbf{i}_{g,ref} - \mathbf{k}_I \mathbf{x}_I - \mathbf{K}_c \mathbf{x} - \mathbf{K}_o \hat{\mathbf{x}}, \quad (73)$$

jossa $\mathbf{i}_{g,ref}$ on verkkovirran referenssi, $\mathbf{K}_c = [0 \ 0 \ \mathbf{k}_3]$ on säädetyn tilan vahvistusvektori ja $\mathbf{K}_o = [\mathbf{k}_1 \ \mathbf{k}_2 \ 0]$ on estimoitujen tilojen vahvistusvektori, tilayhtälöön (72), saadaan verkon induktanssin huomioon ottavaksi tilahavaitsijan tilayhtälöksi

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = [\mathbf{LC} - \hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_c - \hat{\mathbf{B}}_f \mathbf{C}_f] \mathbf{x} - \hat{\mathbf{B}}\mathbf{k}_I \mathbf{x}_I + [\hat{\mathbf{A}} - \hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_o - \mathbf{LC}] \hat{\mathbf{x}} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{k}_T \mathbf{i}_{g,ref} + \hat{\mathbf{B}}'_g \mathbf{u}_g,$$

jossa $\hat{\mathbf{B}}_f = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{L'_g}{L'_g(L'_g + L_g)} \end{bmatrix}^T$ on estimoitu kondensaattorin jännitteen syöttömatriisi, $\mathbf{C}_f = [0 \ 1 \ 0]$ ja $\hat{\mathbf{B}}'_g = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{L_g}{L'_g(L'_g + L_g)} \end{bmatrix}^T$ on estimoitu verkon induktanssin huomioiva verkon jännitteen syöttömatriisi.

6 Virtasäätimen analysointi

Tässä luvussa analysoidaan suunnitellun virtasäätimen herkkyyttä parametrivirheille ja testataan säädin simuloimalla. Saatuja tuloksia verrataan verrokkisäätimeen, jossa säädin on suunniteltu tämän työn periaatteiden mukaisesti käyttäen takaisinkytkentänä suuntaajan virtaa [8]. Kappaleessa 6.1 analysoidaan virtasäätimen herkkyyttä parametrivirheille käyttämällä juuriuraa. Kappaleessa 6.2 analysoidaan juuriuran avulla säätimen herkkyyttä verkon induktanssin muutokselle ja kappaleessa 6.3 simuloidaan virtasäätimen vastetta verkkovirran q-komponentin askelmaiselle muutokselle sekä verkkojännitteen äkkinäiselle notkahdukselle. Kappaleessa 6.4 tehdään johtopäätökset työssä toteutetun virtasäätimen kelpoisuudesta ja arvioidaan sitä suhteessa verrokkisäätimeen.

6.1 Herkkyysanalyysi parametrivirheille

Virtasäädetyin LCL-suodattimella varustetun suuntaajan tilayhtälö on

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \\ \hat{\mathbf{x}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{BK}_c & -\mathbf{B}\mathbf{k}_I & -\mathbf{BK}_o \\ -\mathbf{C} & 0 & \mathbf{0} \\ \mathbf{LC} - \hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_c & -\hat{\mathbf{B}}\mathbf{k}_I & \hat{\mathbf{A}} - \hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_o - \mathbf{LC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \\ \hat{\mathbf{x}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}\mathbf{k}_T \\ 1 \\ \hat{\mathbf{B}}\mathbf{k}_T \end{bmatrix} \mathbf{i}_{g,ref},$$

Navat saadaan laskettua käyttämällä yhtälöä (5). Tilayhtälöstä voidaan nähdä, että kokonaisjärjestelmän virhe voi esiintyä joko LCL-suodattimessa (\mathbf{A}, \mathbf{B}) tai estimoiduissa matriiseissa ($\hat{\mathbf{A}}, \hat{\mathbf{B}}, \mathbf{K}_c, \mathbf{K}_o, \mathbf{L}, \mathbf{k}_I$). LCL-suodattimen parametrien virhe voi johtua komponenttien vanhentumisesta tai verkon tilan muutoksista. Estimoidut parametrit on estimoitu jollain menetelmällä tai ne on saatu dokumenteista, jolloin niihin sisältyy epävarmuutta.

Virtasäätimen herkkyyttä on analysoitu viiveettömänä siten, että virhe on estimoiduissa tai LCL-suodattimen parametreissa neljässä eri tapauksessa:

- Virhe on kaikissa parametreissa sama eli symmetrinen virhe
- Virhe on vain suuntaajan puolen kuristimessa L_c
- Virhe on vain verkon puolen kuristimessa L_g
- Virhe on vain suodattimen kondensaattorissa C_f .

Stabiilisuuskriteeriksi on valittu 0,7...1,3 kertainen virhe nimellisarvoon. Taulukko 1 vastaa nimellisarvoja. Virtasäätimen ja havaitsijan virityksessä käytetään verrokkisäätimelle annettuja arvoja, jolloin saadaan selville, voidaanko suuntaajan virralla takaisinkytketyn säätimen viritysparametrien arvot siirtää suoraan verkkovirralla takaisinkytkettyyn säätimeen. Taulukossa 2 on esitetty säätimen ja havaitsijan viritysparametrien arvot. Säädetyin järjestelmän navat asettuvat taulukon 2 viritysarvoilla

Taulukko 2: Virtasäätimen, havaitsijan ja PLL:n viritysparametrien arvot. [8]

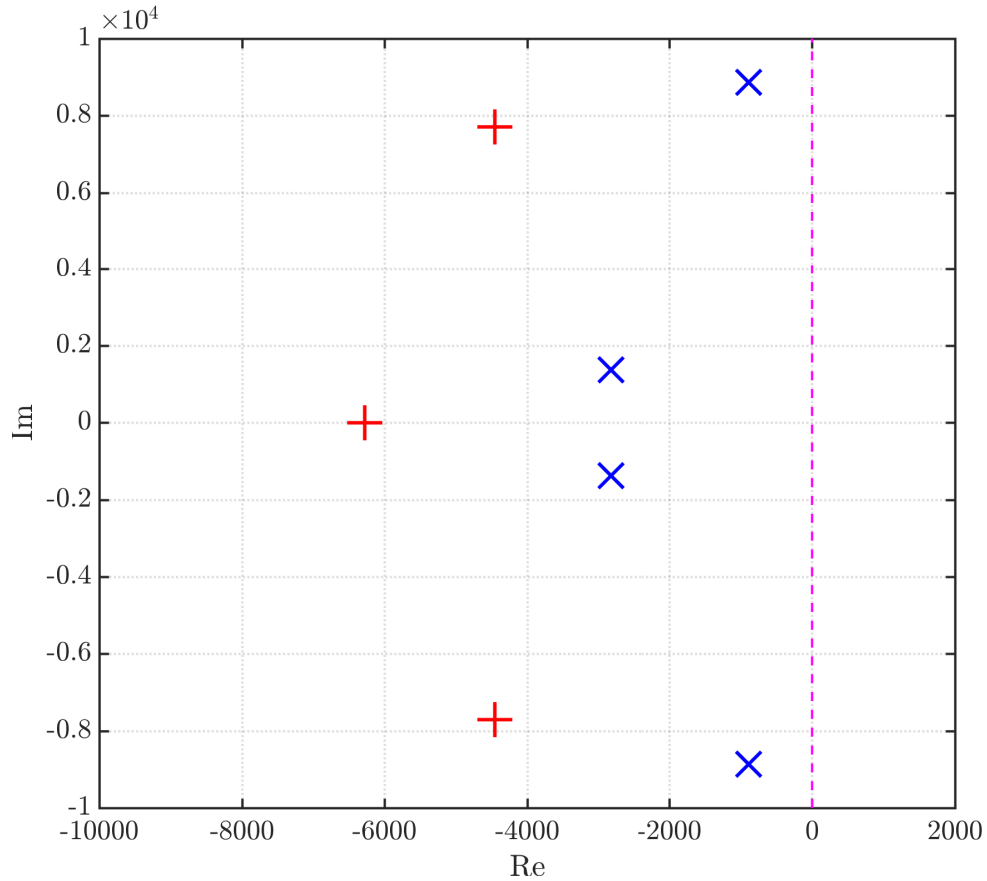
Parametri	Arvo
ζ_1	0,9
ω_1	$2\pi \cdot 500 \text{ rad/s}$
ζ_2	0,1
ω_2	$\omega_p^s - \omega_g$
α_{o1}	$2\omega_1$
ζ_{o1}	0,5
ω_{o2}	ω_2
ω_{PLL}	$2\pi \cdot 50 \text{ rad/s}$
ζ_{PLL}	0,7
\hat{u}_g	$\sqrt{2} \cdot 230 \text{ V}$

kuvan 33 kohtiin kompleksitasolla, kun järjestelmä on virheetön.

Kuvasta 33 nähdään, että resonoivat navat eivät sijaitse enää imaginaariakselilla, jolla saavutetaan resonanssin vaimennus. Havaitsija on valittu noin kaksi kertaa nopeammaksi kuin säädin.

Kuvassa 34 on piirretty järjestelmän juuriurat, kun virhe on estimoiduissa parametreissa $(\hat{\mathbf{A}}, \hat{\mathbf{B}}, \mathbf{K}_c, \mathbf{K}_o, \mathbf{L}, \mathbf{k}_I)$. Kuvasta nähdään, että verkkovirran takaisinkytkennällä toteutetun säätimen juuriurat kaikissa vaihtoehtoissa ovat pidempiä verrokkisäätimen verrattuna. Verkkovirran tapauksessa suodattimen resonoivien napojen juuriurilla on taipumus kaartua kohti epästabiilia aluetta, jota ei havaita verrokkisäätimen urissa. Suuntaajan virtaan toteutetulla säätimellä on siis kaksi heikkoutta verrokkiin verrattuna: samalla virhevälillä juuriurat ovat pidemmät ja ne kaartuvat kohti epästabiilia aluetta.

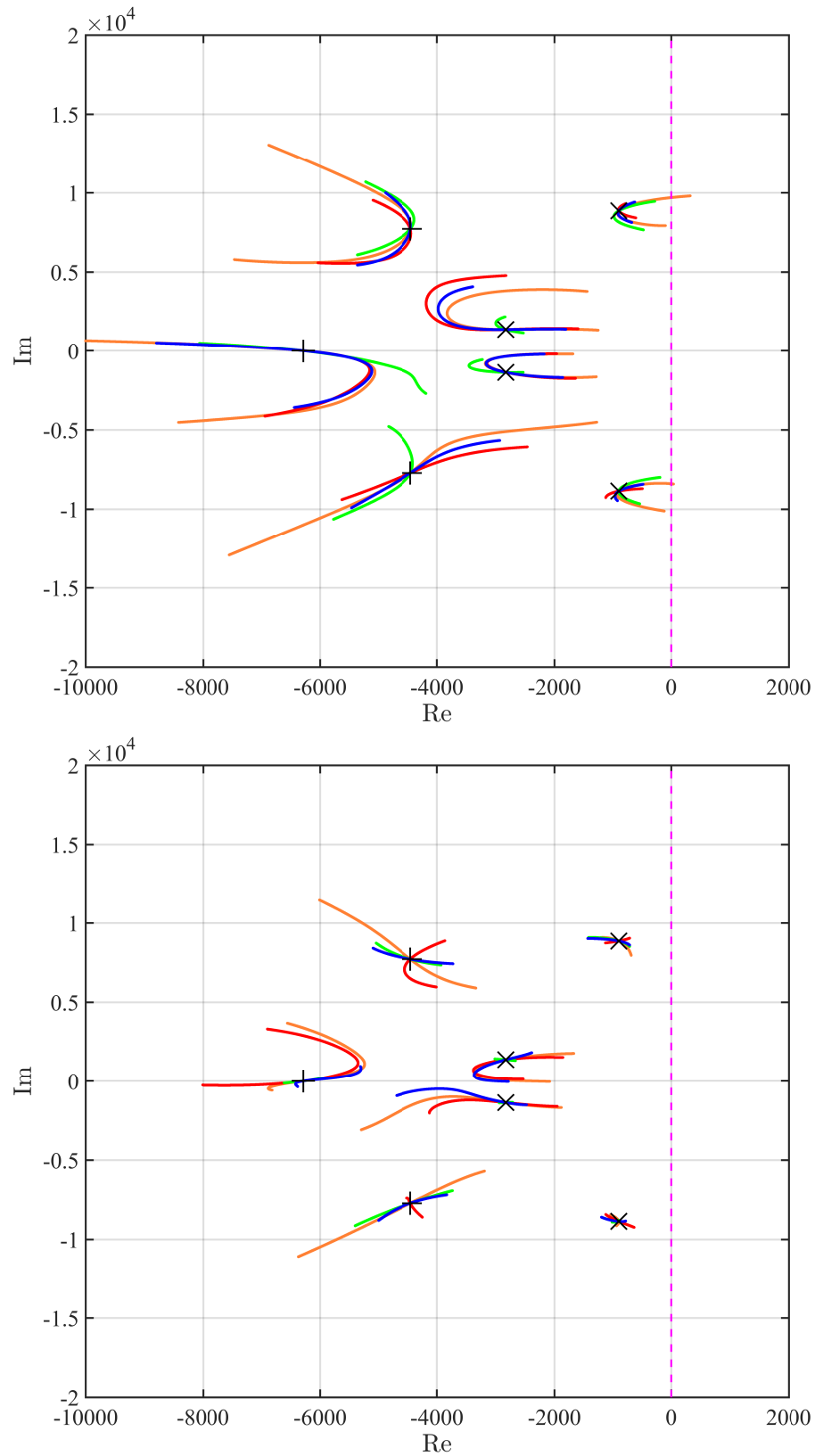
Symmetrisellä virheellä tässä työssä tototutettu säädin menee epästabiiliksi vaaditun virhevälin sisällä eikä siis vaadittua robustiutta saavuteta. Muissa kuin symmetrisessä tapauksessa robustius olisi saavutettu. Taulukossa 3 on laskennallisesti määritetty stabiilit virhevälit, mikä antaa kokonaiskuvan tämän työn säätimen ja verrokkisäätimen robustiudesta. Taulukosta voidaan selkeästi huomata, että verrokkisäätimen herkkyys parametrivirheille on pienempi verrattuna tämän työn säätimeen. Verkkovirran takaisinkytkennällä toteutetussa säätimessä suuntaajan estimoidussa induktanssissa oleva virheen ylärajan epästabiilisuus johtui havaitsijan resonoivan navan ajautumisesta epästabiilille alueelle. Kaikissa muissa tapauksissa säädinten epästabiilisuus aiheutui jomman kumman suodattimen resonoivan navan ajautumisesta epästabiiliksi. Jos olisi vaadittu vielä laajempi robustiusväli ja virheväliksi olisi valittu 0,6–1,4, ei tämän työn säädin olisi pysynyt stabiilina myöskään pelkän estimoidun kondensaattorin kapasitanssin virheellä.



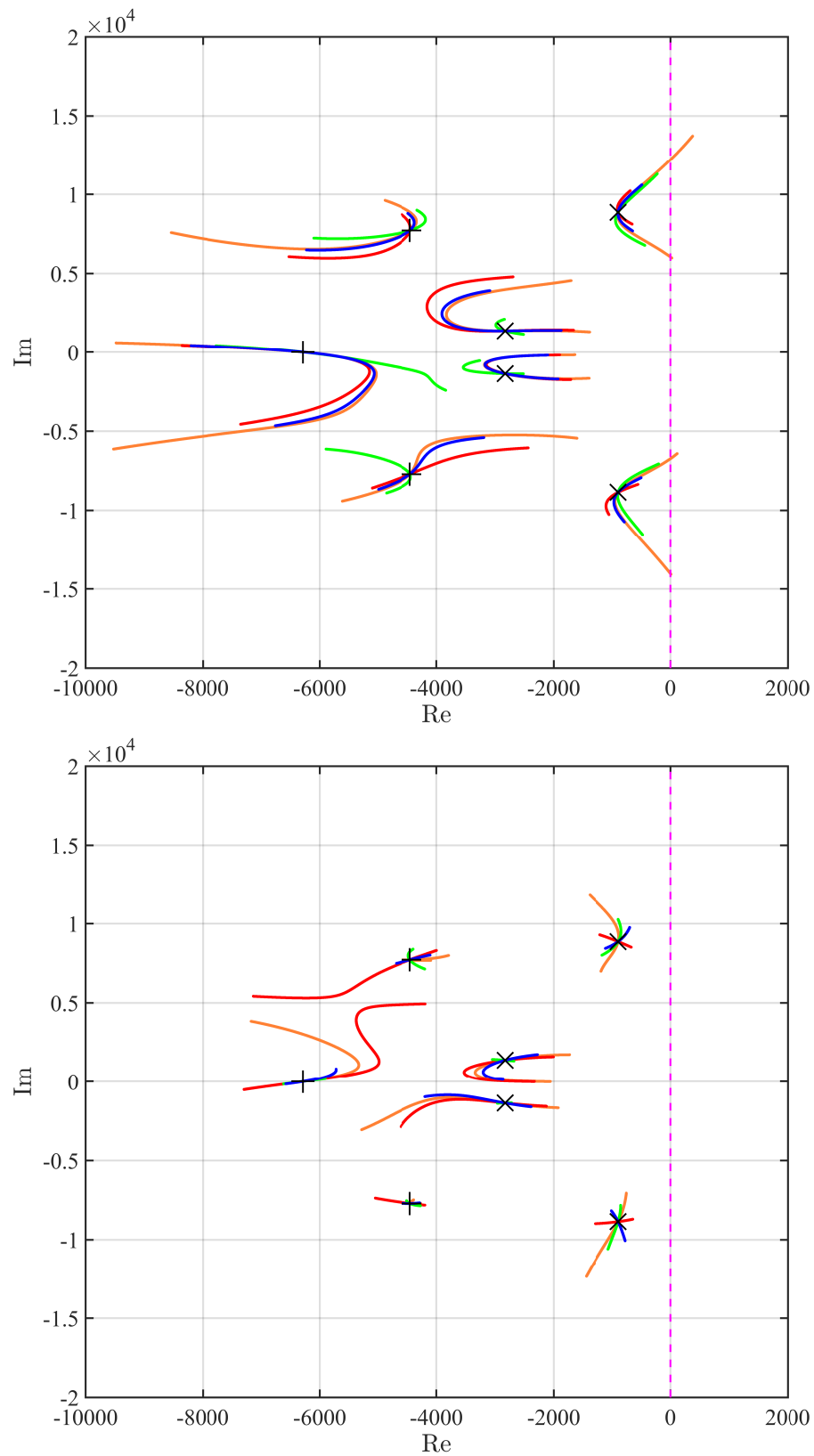
Kuva 33: Säädetyin järjestelmän navat. Siniset 'x'-merkit ovat tilasäätimen navat ja punaiset '+'-merkit ovat tilahavaintsijan navat sekä magentan värinen pystykatkoviivan oikea puoli on epästabiili alue.

Kuvassa 35 on piirretty järjestelmän juuriurat LCL-suodattimen parametrivirheelle (A,B). Tulokset ovat samansuuntaiset kuin estimoitujen parametrien tapauksessa. Tässäkään tapauksessa symmetrisellä virheellä verkkovirralla takaisinkytketty säädin ei pysy stabiilina vaaditulla virhevälillä. Taulukosta 3 nähdään, että LCL-suodattimen parametrivirheillä verrokisäädin ei käytännössä mene epästabiiliksi millään virheellä. Epästabiilisuus johtui kaikissa tapauksissa suodattimen resonoivan navan ajautumisesta epästabiilille alueelle.

Koska verkkovirralla takaisinkytketty säädin meni epästabiiliksi symmetrisellä virheellä, tarkistettiin vielä stabiilisuus alennetulla vaatimuksella, jossa virhe esiintyy samanaikaisesti vain kapasitanssissa ja verkon puoleisessa induktanssissa. Testi toteutettiin niin estimoitujen parametrien kuin LCL-suuntaajan virheillä. Järjestelmä meni epästabiiliksi estimoidun ja LCL-suodattimen tapauksessa, kun virhe oli sekä kapasitanssissa että induktanssissa molemmissa 1,3 tai 0,7 kertainen nimellisarvosta. Muilla vaihtoehdoilla järjestelmä pysyi stabiilina.



Kuva 34: Järjestelmän juuriurat estimoitujen parametrien virheillä. Tämän työn säädin (ylempi). Verrokkisäädin (alempi). Symmetrinen (oranssi), L_c (punainen), C_f (vihreä) ja L_g (sininen)

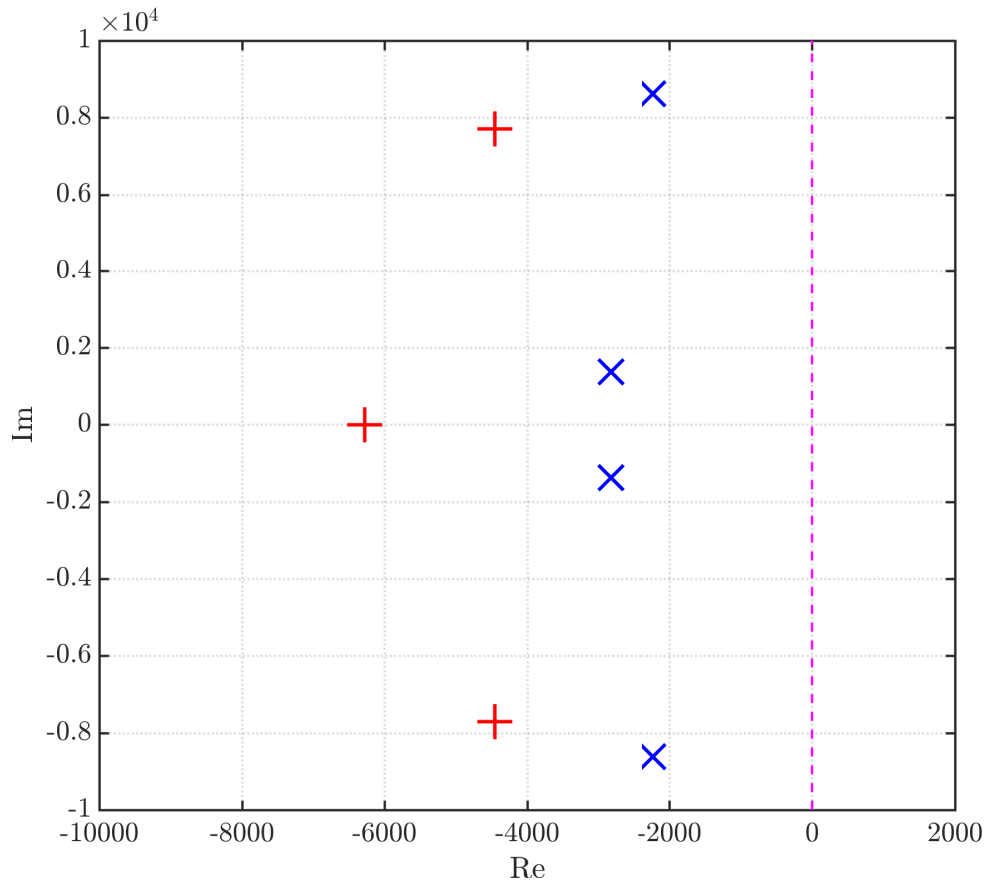


Kuva 35: Järjestelmän juuriurat LCL-suodattimen parametrien virheillä. Tämän työn säädin (ylempi). Verrokkisäädin (alempi). Symmetrinen (oranssi), L_c (punainen), C_f (vihreä) ja L_g (sininen)

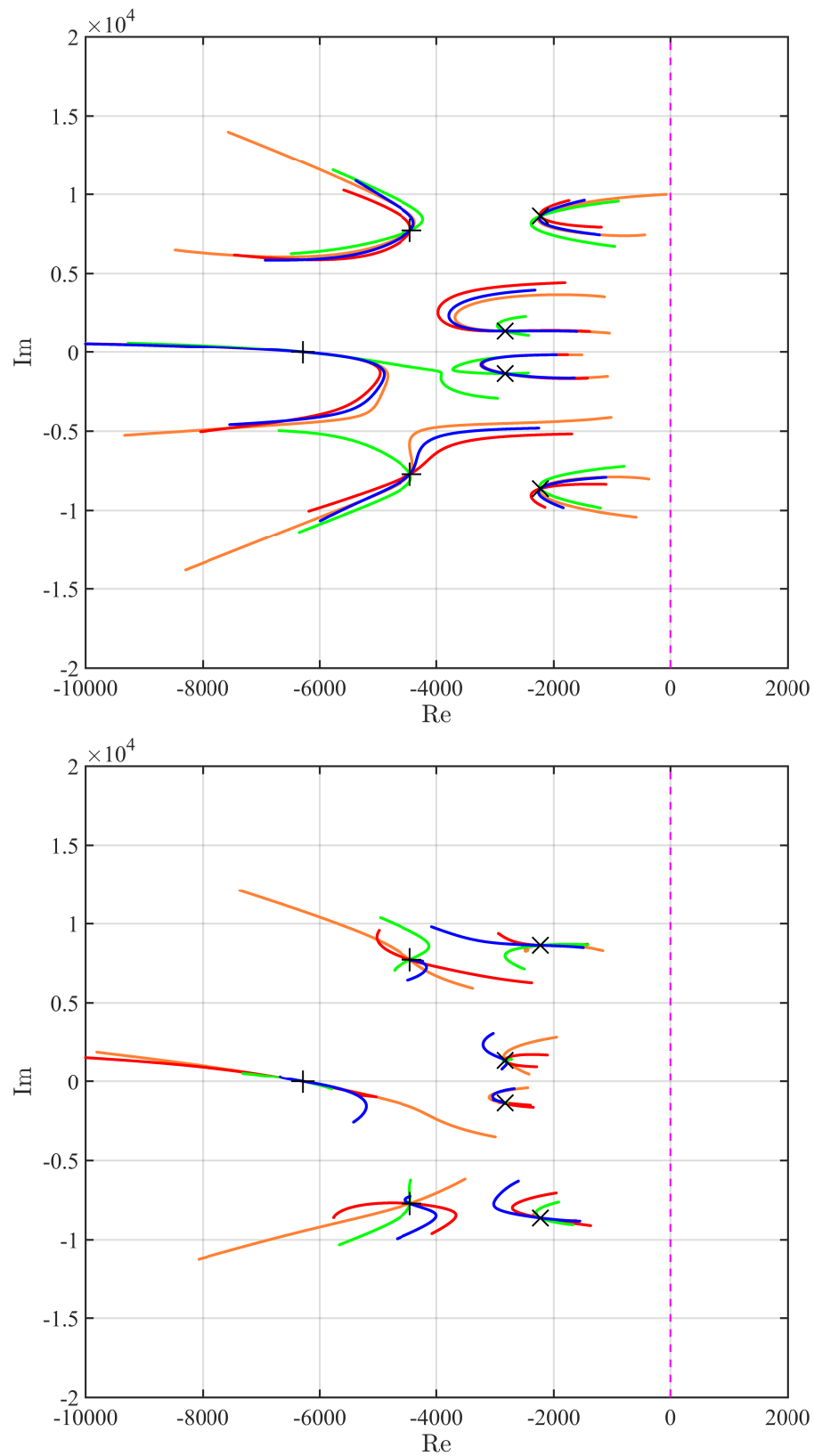
Taulukko 3: Virtasäätimen stabiilisuusalue eri virheillä tämän työn säätimellä (ylempi) ja verrokkisäätimellä (alempi), kun vaadittu stabiilisuusalue on $0,7 \dots 1,3$ kertainen nimellisarvoon (\forall tarkoittaa, että ei saatu laskennallisesti epästabiilia raja-arvoa).

Verkkovirta	Estimaatti	LCL
Symmetrinen ($L_c C_f L_g$)	0,7240...1,2094	0,7866...1,2361
L_c	$0,3410 \cdot L_{cn} \dots 2,4351 \cdot L_{cn}$	$0,4108 \cdot L_{cn} \dots \forall$
C_f	$0,6300 \cdot C_{fn} \dots 1,4954 \cdot C_{fn}$	$0,6027 \cdot C_{fn} \dots 1,4031 \cdot C_{fn}$
L_g	$0,3390 \cdot L_{gn} \dots 2,1653 \cdot L_{gn}$	$0,4924 \cdot L_{gn} \dots 3,2794 \cdot L_{gn}$

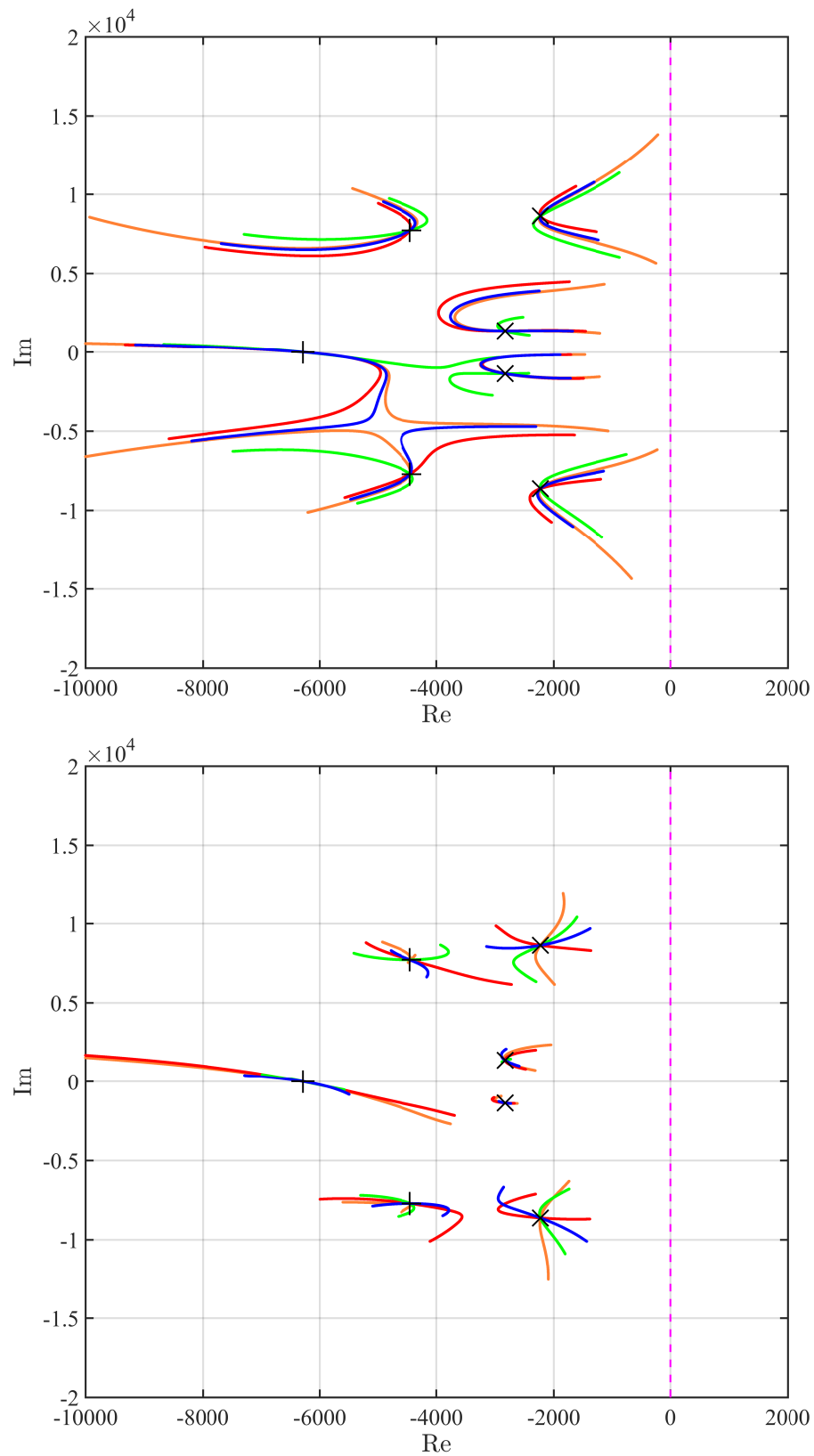
Suuntaajan virta	Estimaatti	LCL
Symmetrinen ($L_c C_f L_g$)	0,1616...9,4998	$\forall \dots 17,0716$
L_c	$\forall \dots 47,0439 \cdot L_{cn}$	\forall
C_f	$0,0027 \cdot C_{fn} \dots 8,2740 \cdot C_{fn}$	\forall
L_g	$0,2270 \cdot L_{gn} \dots 2,5479 \cdot L_{gn}$	\forall



Kuva 36: Säädetyin järjestelmän navat ehdotetulla $\zeta_2 = 0,25$. Siniset 'x'-merkit ovat tilasäätimen navat ja punaiset '+'-merkit ovat tilahavaintsijan navat sekä magentan värinen pystykatkoviivan oikea puoli on epästabiili alue.



Kuva 37: Järjestelmän juuriurat estimoitujen parametrien virheillä, kun resonoivan napaparin vaimennuskerroin ζ_2 on 0,25. Tämän työn säädin (ylempi). Verrokkimalli (alempi). Symmetrinen (oranssi), L_c (punainen), C_f (vihreä) ja L_g (sininen)



Kuva 38: Järjestelmän juuriurat LCL-suodattimen parametrien virheillä, kun resonoi-
van napaparin vaimennuskertoimen ζ_2 on 0,25. Symmetrisen (oranssi), L_c (punainen),
 C_f (vihreä) ja L_g (sininen)

Koska tämän työn säätimen robustius oli heikompi kuin verrokkisäätimen, on stabiilisuusmarginaalia kasvatettu siirtämällä resonoiva napapari kauemmaksi imaginaariakselista ehdottamalla vaimennuskertoimelle ζ_2 arvo 0,25 muiden arvojen pysyessä samana. Kuvasta 36 nähdään, että tällä arvolla resonoiva napapari on kauempana imaginaariakselista kuin alkuperäisellä viritysarvolla (kuva 33). Kuvassa 34 on esitetty juuriurat estimoiduilla parametreilla ja kuvassa 35 taas on esitetty juuriurat LCL-suodattimen parametreilla vaimennuskertoimella $\zeta_2 = 0,25$. Kuvista nähdään, että nyt verkkovirtaan toteutettu säädin on stabiili kaikilla tapauksilla annetulla virhevälillä. Muutos kuitenkin pidensi molemmissa tapauksissa urien pituutta. Myös alennetulla vaatimuksella järjestelmä pysyi nyt stabiilina.

6.2 Säätömenetelmän herkkyys verkon induktanssin muutokselle

Verkon induktanssin huomioon ottava virtasäädetyin LCL-suodattimella varustetun suuntaajan tilayhtälö on

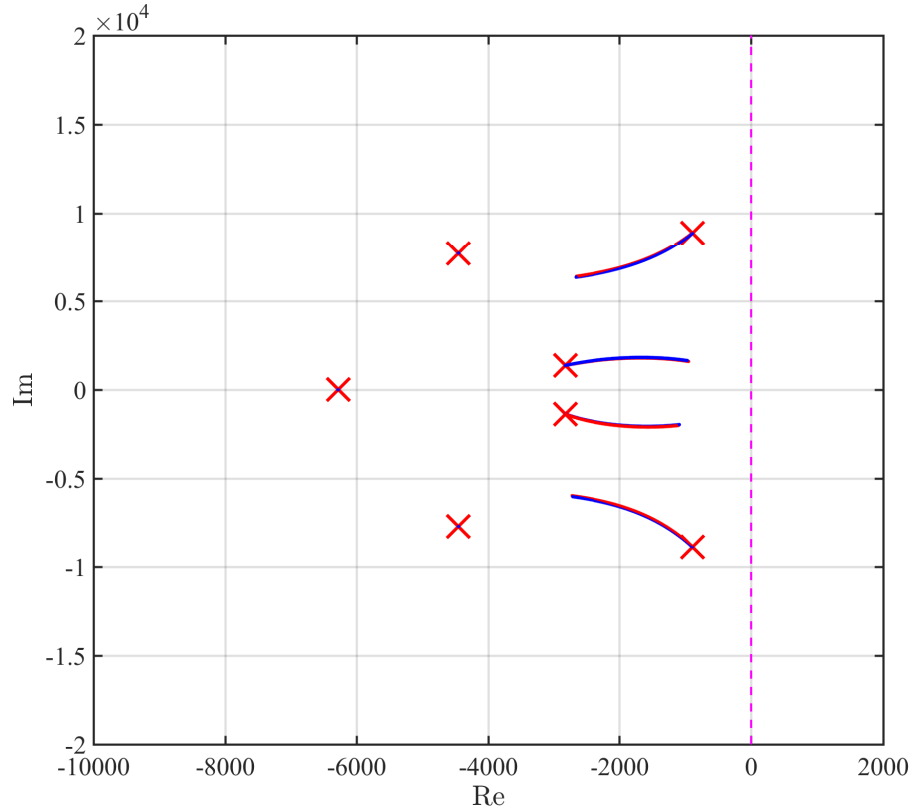
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \\ \hat{\mathbf{x}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}' - \mathbf{BK}_c & -\mathbf{Bk}_I & -\mathbf{BK}_o \\ -\mathbf{C} & 0 & 0 \\ \mathbf{LC} - \hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_c - \hat{\mathbf{B}}_f\mathbf{C}_f & -\hat{\mathbf{B}}\mathbf{k}_I & \hat{\mathbf{A}} - \hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_o - \mathbf{LC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \\ \hat{\mathbf{x}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{Bk}_T \\ 1 \\ \hat{\mathbf{B}}\mathbf{k}_T \end{bmatrix} i_{g,ref},$$

jossa \mathbf{A}' on LCL-suodattimen systeemimatriisi, johon on lisätty verkon induktanssi.

Kuvassa 39 on piirretty tämän työn säätimen ja verrokkisäätimen juuriurat verkon induktanssin muuttuessa $L'_g = 0 \cdot L_{gn} \dots 3 \cdot L_{gn}$, kun LCL-suodattimen parametrit ja estimoidut parametrit ovat identtiset. Kuvasta havaitaan, että molempien säädinten juuriurat ovat identtiset. Säätimen dominoivan dynamiikan navat siirtyvät kohti origoa ja resonoivat navat pois origosta. Tämä on sopusoinnussa sen kanssa, että LCL-suodattimen näkökulmasta suodattimen verkon puoleinen induktanssin arvo kasvaa ja näin hidastaa verkkovirran muutoksia. Verkon induktanssin kasvulla ei ole vaikutusta havaitsijan dynamiikkaan, kun LCL-suodattimen parametrit ovat virheettömät. Käyttämällä liitteen A Gaussin algoritmia identtiselle tapaukselle, saadaan kokonaisjärjestelmän ominaisarvot laskettua laskettua

$$\det \begin{pmatrix} s\mathbf{I} - \mathbf{A}' + \mathbf{BK} & \mathbf{Bk}_I \\ \mathbf{C} & s \end{pmatrix} \det (s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{LC}) = K'_c(s)K_o(s) = 0, \quad (74)$$

jossa K'_c on verkon induktanssin huomioivan tilasäätimen karakteristinen polynomi, joka on sopusoinnussa juuriuran 39 kanssa, jossa havaitsijan navat pysyvät paikallaan ja säätimen navat liikkuvat. Kasvattamalla verkon induktanssia, säätimen dominoivat navat lähestyvät origoa. Numeerisen laskennan avulla voidaan havaita, että jos LCL-suodattimen parametrit ja estimoidut parametrit olivat identtiset, havaitsija estimoi suodattimen suureet oikein suurillakin verkon induktanssin arvoilla.

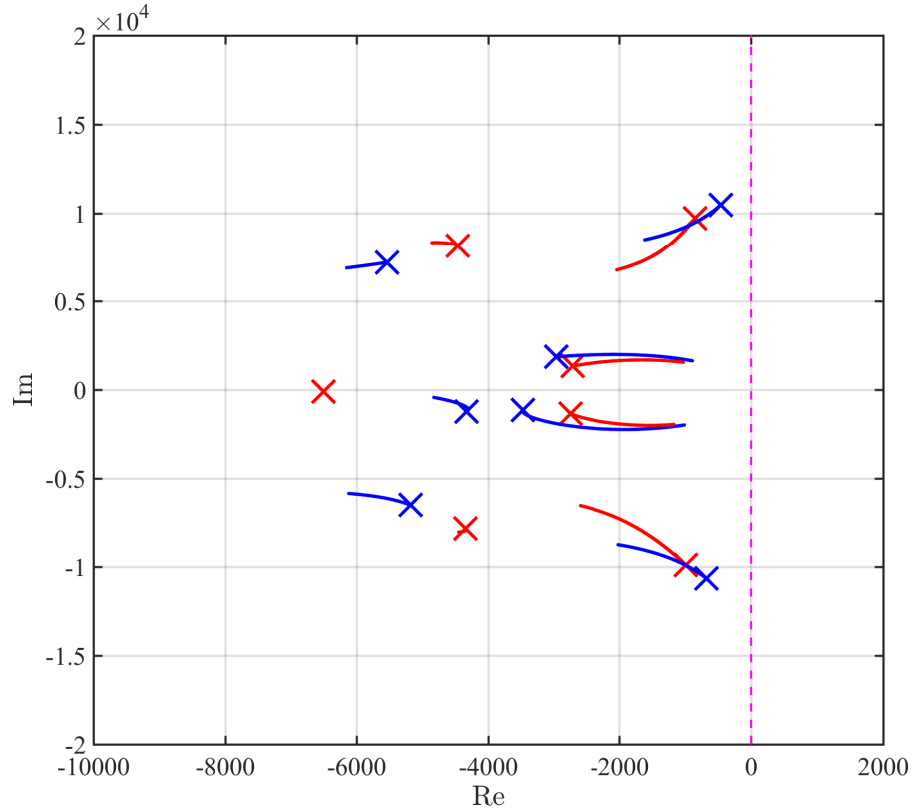


Kuva 39: Järjestelmän juuriurat virheettömillä LCL-suodattimen parametreilla, kun verkon induktanssi vaihtelee $L'_g = 0 \cdot L_{gn} \dots 3 \cdot L_{gn}$. Tämän työn säädin (sininen), verrokkisäädin (punainen)

Kuvassa 40 on piirretty juuriurat, kun LCL-suodattimen kapasitanssin arvo on $C_f = 0,8 \cdot C_{fn}$ ja muut parametrit ovat virheettömiä. Säätimen napojen urissa on nähtävissä samanlainen suuntaus kuin virheettömässä tapauksessa. Tässä tapauksessa myös havaitsijan resonoivat navat muuttuvat, mutta reaaliakselilla olevaan havaitsijan napaan verkon induktanssilla ei ole vaikutusta. Kuva 41 osoittaa, että verkon induktanssin kasvu parantaa tämän työn säätimen robustiutta parametrivirheille, koska induktanssin kasvu siirtää resonoivia napoja vasemmalle ja näin tuo navat pois epästabiililta alueelta samalla tavalla kuin vaimennuskertoimen $\zeta_2 = 0,25$ arvo.

6.3 Simulointi

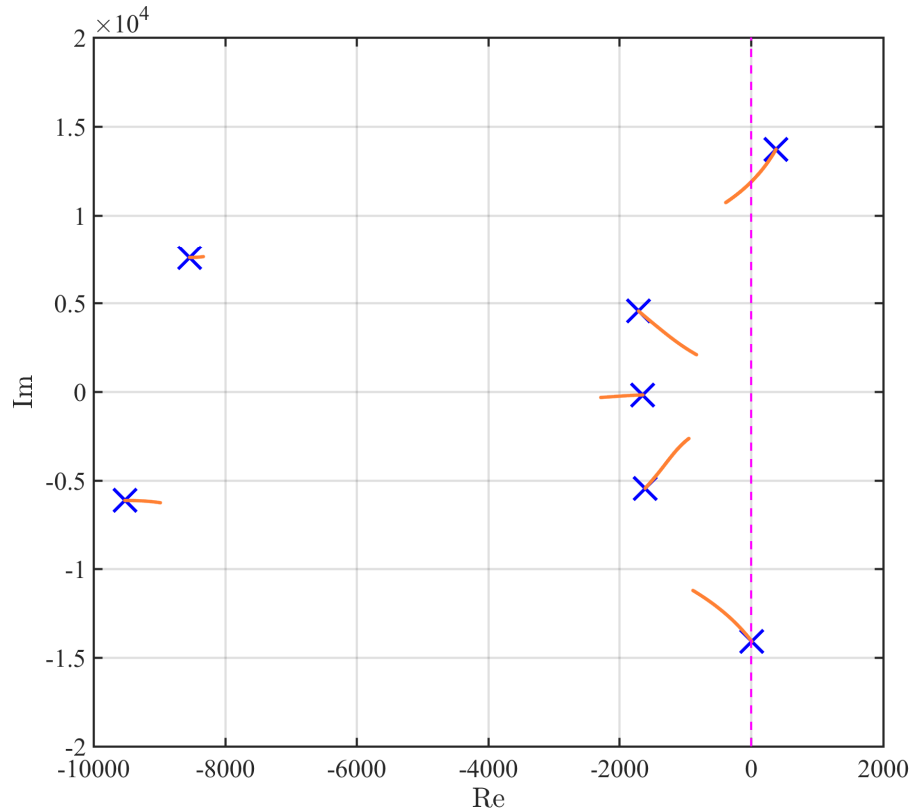
Kaikissa simuloinneissa on 1 s kohdalla annettu säädetyn virran q-komponentin referenssille 0 A:sta 10 A:iin askel ja d-komponentti on pidetty 0 A:ssa koko simulointiajan. Verkkojännite on pudotettu 50 % nimellisestä 1,01 s kohdalla ja palautettu takaisin 1,02 s kohdassa. Kuvassa 42 ja 43 on esitetty taulukon 2 viritysparametreilla säädetyn virran käyrämuotojen d- ja q-komponentit sekä säätövoiman d- ja q-komponentit



Kuva 40: Järjestelmän juuriurat LCL-suodattimen kapasitanssin ollessa $C_f = 0,8 \cdot C_{fn}$, kun verkon induktanssi vaihtelee $L'_g = 0 \cdot L_{gn} \dots 3 \cdot L_{gn}$. Tämän työn säädin (sininen), verrokkisäädin (punainen)

virheettömässä tapauksessa tämän työn säätimellä ja verrokkisäätimellä. Kuvassa 44 on esitetty viiveen vaikutus virtojen käyrämuotoon, kun näytteistystaajuus on 8000 Hz. Kuvassa 45 on piirretty säätövoimakäyrät alkuperäisillä viritysarvoilla ja tässä työssä ehdotetulla vaimennuskertoimella $\zeta_2 = 0,25$ vain tämän työn säätimellä, jolloin nähdään muutoksen vaikutus säätövoimaan.

Kuvassa 42 nähdään tämän työn säätimen ja verrokkisäätimen verkkovirrassa vakiovirhe, mikä johtuu siitä, että verrokkisäätimen referenssi on suuntaajan virtaan. Verrokkisäädin ei ota huomioon LCL-suodattimen loistehon tarvetta ja tästä syystä sen verkkovirran arvo on pienempi kuin tässä työssä toteutetun säätimen arvo. Virran käyrämuodot ovat täysin identtiset, mikä on oletettavaa, koska molemmissa tapauksissa järjestelmä on virheetön ja järjestelmän navat ovat samassa kohdassa, kuten juuriurista voidaan nähdä. Virran q-komponentin liipaisukohdassa virran d-komponentti pysyy nollassa, joten jatkuva-aikaisen järjestelmän komponenttien välistä ristikytkentää ei ole. Verkkojännitteen häiriön aikana q-komponentissa nähdään värähtelyä, jonka amplitudi pysyy kuitenkin pienenä. Sen sijaan d-komponenttiin tulee suuri virtapiikki, mikä johtuu siitä, että verkkojännitteen muutos on liian nopea suhteessa säätimen kaistanleveyteen, jolloin virta pääsee kasvamaan suureksi.

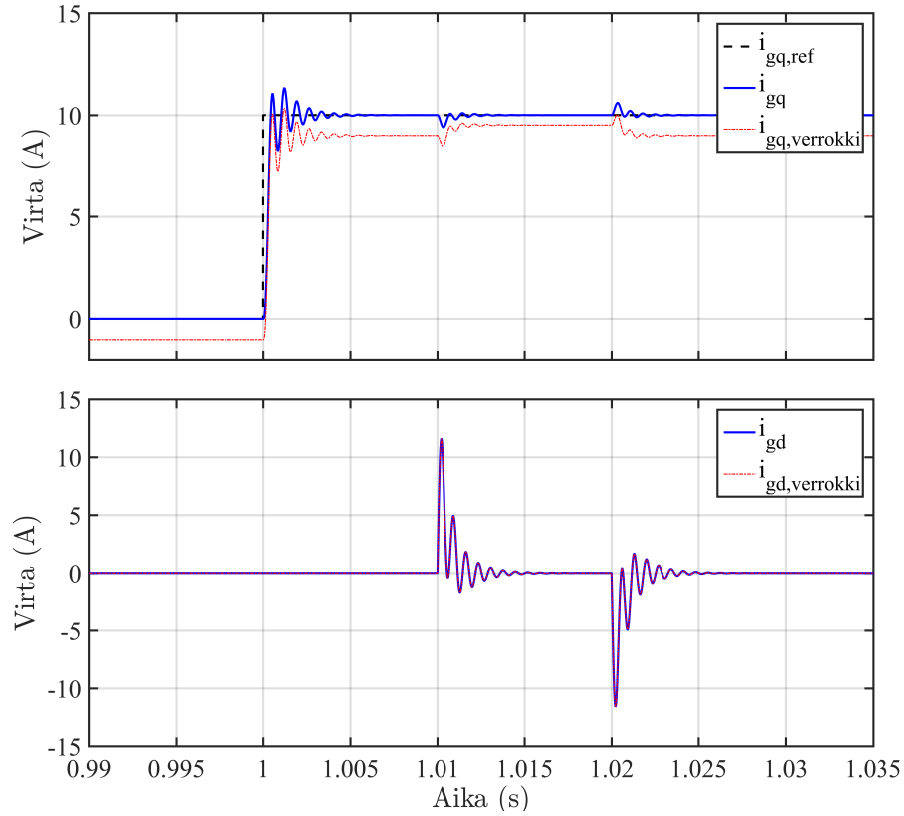


Kuva 41: Tämän työn säätimen juuriurat, kun LCL-suodattimessa on 0,7-kertainen symmetrinen virhe nimellisarvosta, kun verkon induktanssi vaihtelee $L'_g = 0 \cdot L_{gn} \dots 3 \cdot L_{gn}$.

Komponentti vaimenee kuitenkin alle neljäsosan verkkojakson aikana. Kuvan säätövoiman käyrämuodot ovat identtiset, mikä vahvistaa, että samoilla navoilla saadaan täysin sama tulos riippumatta siitä onko säädin toteutettu suuntaajan virtaan tai verkkovirtaan virheettömässä tapauksessa.

Kuvassa 44 on simuloitu verkkovirtaa 8000 Hz kytkentätaajuudella. Kuvasta huomataan, että viive heikentää säätimen kykyä vaimentaa värähtelyjä, mikä viittaa siihen, että viive on tuonut järjestelmän napoja lähemmäs imaginaariakselia. Simuloimalla osoitettiin, että säädin pysyy stabiilina kytkentätaajuuden laskiessa 6950 Hz saakka, minkä jälkeen järjestelmä ajautui epästabiiliksi.

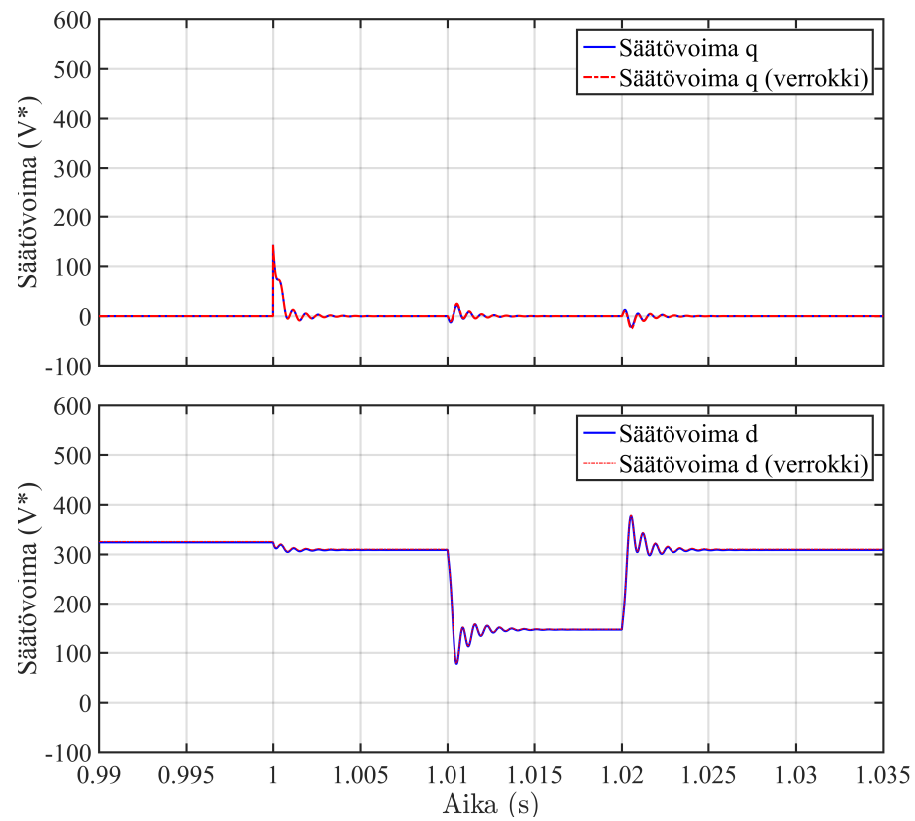
Kuvassa 45 nähdään säätövoiman muutos verrokisäädön virityksellä ja ehdotetulla $\zeta_2=0,25$ arvolla. Ehdotetulla virityksellä saadaan nopeampi vaimennus, mikä sopii yhteen sen kanssa, että resonoivien napojen vaimennus kasvaa tällä arvolla. Referenssin muutoksessa säätövoiman tarve ei ole juuri muuttunut alkuperäiseen verrattuna. Verkköjännitteen häiriössä saadaan hieman suurempi voiman maksimiarvo.



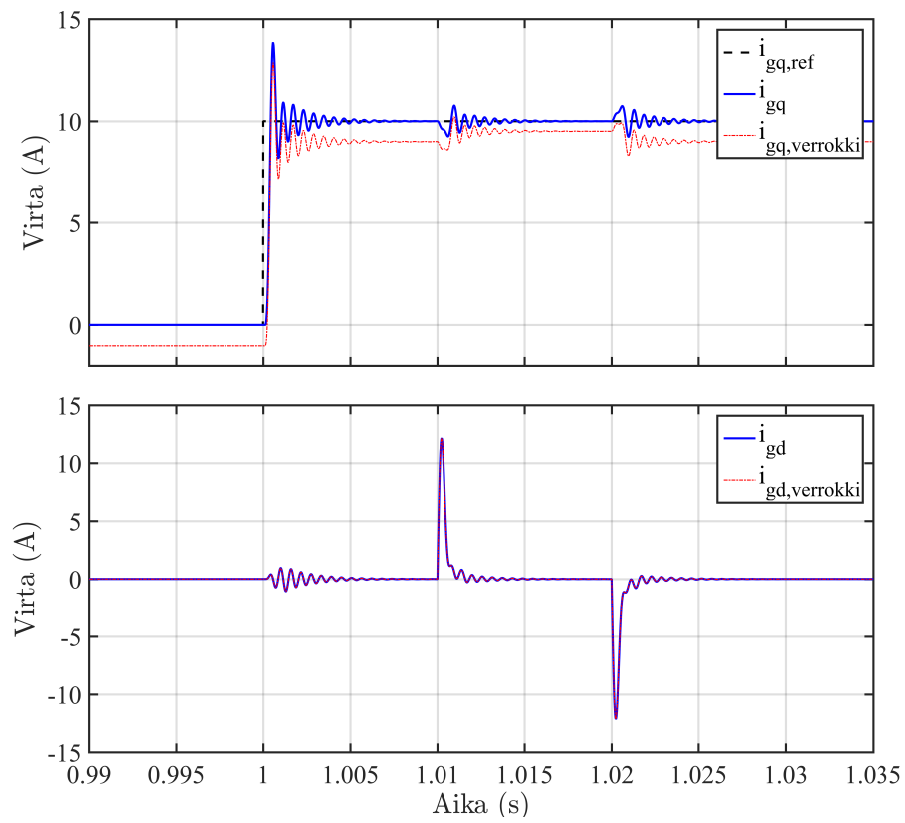
Kuva 42: Verkkovirran komponenttien käyrämuodot tämän työn säätimellä ja verrokkisäätimellä virheettömässä ja viiveettömässä tapauksessa.

6.4 Johtopäätökset

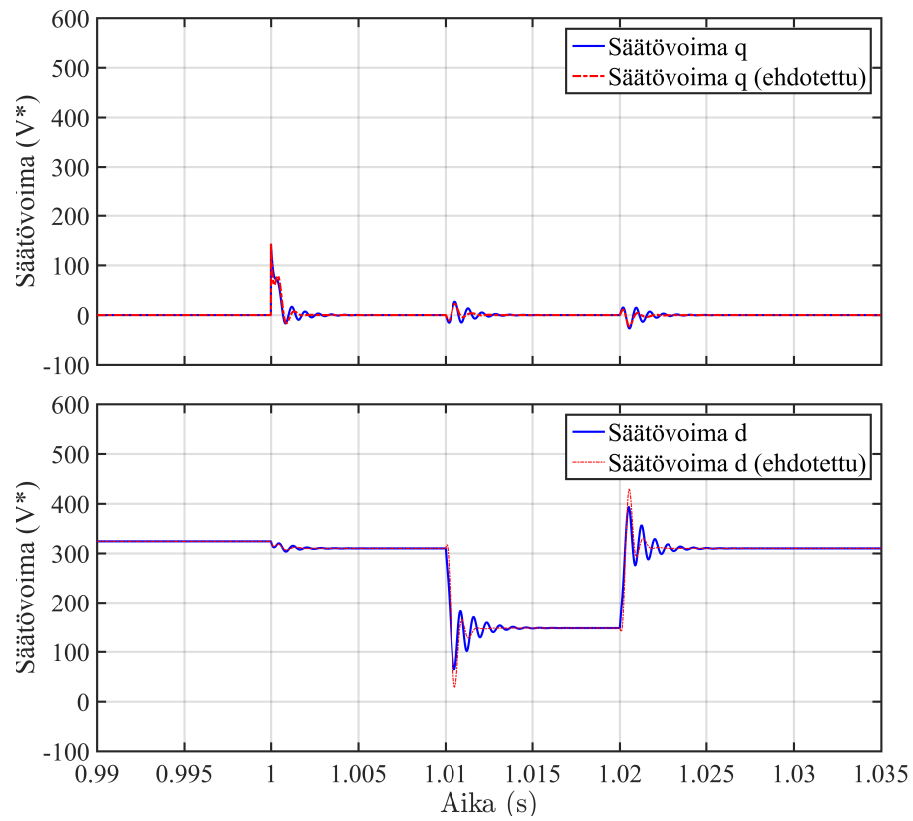
Verrattuna verrokkisäätimeen tämän työn säätimen parametrivirheen juuriurilla on taipumus kaartua kohti epästabiilia aluetta. Tämän seurauksena verrokkisäätimen viritysarvoilla säädin ei ollut riittävän robusti vaaditulla virhevälillä 0,7...1,3. Oli virhe sitten estimoiduissa parametreissa tai LCL-suodattimen parametreissa symmetrisessä tapauksessa vaadittua robustiutta ei saavutettu. Jos olisi vaadittu tiukempi robustius 0,6...1,4, olisi symmetrisen tapauksen lisäksi, myös pelkässä kondensaattorin kapasitanssissa esiintyvä virhe aiheuttanut epästabiilisuuden kyseisellä virhevälillä. Kaikissa tapauksissa yhtä lukuun ottamatta epästabiilisuus johtui järjestelmän jomman kumman resonoivan navan ajautumisesta epästabiilille alueelle. Tästä syystä ehdotettiin, että resonoivien napojen vaimennusta kasvatetaan antamalla vitysparametrin ζ_2 arvoksi 0,25, jolloin järjestelmän resonoivat navat sijaitsevat kauempana imaginaariakselta ja saavutetaan suurempi stabiilisuusmarginaali. Juuriurat [37](#) ja [38](#) osoittivat, että tällä saavutettiin vaadittu robustius. Verkon induktanssin muutoksille molemmat järjestelmän olivat robusteja. Simulointitulos [45](#) osoitti, että vitysparametrilla oli hyvin pieni vaikutus säätövoimaan.



Kuva 43: Säätövoiman komponenttien käyrämuodot tämän työn säätimellä ja verrokisäätimellä virheettömässä ja viiveettömässä tapauksessa.



Kuva 44: Verkkovirran komponenttien käyrämuodot tämän työn säätimellä ja verrokisäätimellä virheettömänä kytkentätaajuuden ollessa 8000 Hz.



Kuva 45: Säätövoiman d- ja q-komponenttien käyrämuodot tämän työn säätimellä, kun on käytetty verrokkisäätimelle annettuja viritysarvoja (sininen viiva) ja tässä työssä ehdotettua vaimennusvakiota $\zeta_2 = 0,25$ (punainen katkoviiva).

7 Yhteenveto

Tässä työssä on toteutettu LCL-suodattimella varustetun jännitelähteellisen verkkosuuntaajan virtasäätö takaisinkytkemällä verkkovirta tilasäädintä ja –havaittsijaa käyttäen tahtikoordinaatistossa. Työssä keskityttiin virtasäätöön ja suuntaajan välipiirin jännite oletettiin vakioksi ja riippumattomaksi verkon tai suuntaajan tiloista. Verkko mallinnettiin sekä jäykkänä että heikkona. Verkon ja suodattimen malli rakennettiin stationaariseen koordinaatistoon ja mitatut suureet muunnettiin Parkmuunnoksen avulla tahtikoordinaatistoon. Suuntaajan ja LCL-suodattimen tilaesityksestä tahtikoordinaatistossa muodostettiin säätimen ja havaittsijan v eritysyhtälöt.

Työssä tutkittiin kirjallisuudessa ehdotettuja virtasäätötapoja. Ehdotetut säädintyyppit voidaan jakaa kolmeen kategoriaan: erillinen resonanssin vaimennus, korkeamman kertaluvun säädin ja tilasäädin. Erillisessä vaimennusmenetelmässä suodattimen resonanssi vaimennettiin erikseen ja säätö toteutettiin perinteisellä PI-säätimellä. Resonanssia on vaimennettu passiivisesti lisäämällä suodattimen vastus tai vastuksia. Vastusten heikkona puolena on kuitenkin häviöiden lisääntyminen ja sitä kautta hyötysuhteen lasku. Joissain sovelluksissa häviöiden kasvaminen estää vastusten käyttöä vaimennuksessa. Toinen tapa toteuttaa vaimennus on muodostaa takaisinkytkentä suodattimen suureista vahvistusten kautta siten, että takaisinkytketyn järjestelmän siirtofunktion muoto vastaa jotain vastuksella olevaa. Työssä osoitettiin, että täysin identtistä siirtofunktiota vastuksella olevaan tapaukseen ei saada kuin suuntaajan virrasta, jolloin voidaan jäljitellä suuntaajan kuristimen sarjavastusta. Kolmas tapa on käyttää joko vaiheenjohtopiiriä tai kaistanestosuodatinta, joilla muokataan kokonaisjärjestelmän vahvistuskäyrää siten, että vaimentamatonta resonanssia ei enää esiinny.

Korkeamman kertaluvun säätimissä LCL-suodattimen säädössä käytetään joko kaskadimenetelmää tai korkeamman kertaluvun suodatinta. Kaskadimenetelmässä säädetään kaskadina suuntaajan virtaa, kondensaattorin jännitettä ja verkkovirtaa erikseen PI-säätimellä. Vaikka kaskadimenetelmä katsotaan kuuluvan korkeamman kertaluvun säätimiin, säädinten virityksessä ei käytetty suoraa napojen asettelua. Tilasäätimessä LCL-suodattimen suureita säädetään erikseen takaisinkytketyllä vahvistuksella ja pysyvä poikkeama on saatu pois lisäämällä tilasäätimeen integroiva osa. Säätimestä on voitu muodostaa kokonaisjärjestelmän tilaesitys, joka on asetettu vastamaan haluttua dynamiikkaa. Näin on voitu ratkaista v eritysyhtälöt, joita voidaan käyttää säätimen automaattiseen viritykseen. Kaskadi- ja tilasäädössä on voitu vähentää mitausten lukumäärää käyttämällä tilahavaittsijaa estimoimaan ne suureet joita ei ole haluttu mitata. Korkeamman kertaluvun suodatinta käytetään samaan tapaan kuin PI-säädintä, mutta siinä säätimen kertaluku on sama kuin LCL-suodattimen. Työssä osoitettiin, että tällaisella säätimellä voidaan asettaa suljetun järjestelmän navat vapaasti. Työssä tehtiin myös havainto, että korkeamman kertaluvun suodattamalla säädetyin järjestelmästä saatu determinantti on yhtä suuri kuin LCL-suodattimen ohjattavuusmatriisiin ja havaittavuusmatriisien determinanttien tulo. Tämän työn rajauksen takia säädintyyppin tarkempi tutkiminen on jätetty jatkotutkimusaiheeksi.

Työssä tutkittiin ehdotetun virtasäätimen herkkyyttä käyttämällä juuriuraa. Tuloksia verrattiin verrokkisäätimeen, jossa sama säädin oli suunniteltu käyttäen takaisinkytkennässä suuntaajan virtaa. Molemmat säätimet viritettiin verrokkisäätimelle annetuilla viritysarvoilla. Stabiilisuuskriteerinä oli $0,7 \dots 1,3$ kertainen arvo nimelliseen niin estimoiduissa parametreissa kuin LCL-suodattimen parametreissa. Juuriurat osoittivat, että tämän työn säädin oli herkempi parametrivirheille ja tapauksessa, jossa virhe oli kaikissa parametreissa samansuuruinen (symmetrinen), järjestelmä meni epästabiiliksi vaaditulla stabiilisuusalueella. Kaikissa tapauksissa paitsi yhdessä epästabiilius aiheutui jomman kumman resonoivan navan ajautumisesta epästabiiliksi. Juuriurien trajektorit kaartuivat niin ali- kuin yliarvoillakin kohti epästabiilia aluetta. Näin ei verrokkisäätimen tapauksessa käynyt. Koska resonoivat navat aiheuttivat epästabiilisuuden, ehdotettiin työssä näiden napojen voimakkaampaa vaimennusta, jolloin resonoivat navat olisivat kauempana imaginaariakselilta. Resonoivien napojen vaimennussuhteelle ehdotettiin arvoa $\zeta_2 = 0,25$. Tällä arvolla vaadittu stabiilisuuskriteeri saatiin täytettyä.

Työssä tutkittiin myös verkon induktanssin vaikutusta virtasäätimen robustiuteen. Verkon induktanssin arvot olivat nollasta kolminkertaiseen LCL-suodattimen verkon puoleisen induktanssin arvosta. LCL-suodattimen parametrien olessa virheettömät, vain säätimen dynamiikka muuttui verkon induktanssin kasvaessa. Säätimen dominoivat navat lähestyivät origoa ja resonoivat navat siirtyivät kauemmaksi imaginaariakselilta, joten säätimen dynamiikka hidastui. Laskennallisesti osoitettiin, että suurillakaan verkon induktanssin arvoilla, säädin ei ajautunut epästabiiliksi, kun LCL-suodattimen parametrit tunnettiin tarkasti. Verkon induktanssin kasvu vie resonoivia napoja kauemmas imaginaariakselilta ja näin kasvattaa stabiilisuusmarginaalia samaan tapaan kuin ehdotettu vaimennussuhde.

Säädintä testattiin vielä simuloimalla askelvastetta verkkovirran q-komponentilla 0 A:sta 10 A:iin ja verkkojännitteen notkahduksella 50 % nimellisestä virheettömässä tapauksessa, jossa LCL-suodattimen parametrit ja estimoidut parametrit olivat yhtä suuret. Simuloinnit toteutettiin sekä viiveettömänä että viiveellisenä. Samoihin simulointikuviin piirrettiin myös verrokkisäätimen vastaavat käyrät, jotta voitiin verrata niitä tämän työn säätimen tuottamiin vasteisiin. Simulointitulokset olivat tämän työn säätimen ja verrokkisäätimen välillä identtiset. Tämän työn säätimen säätövoiman muutos tarkistettiin alkuperäisellä vaimennussuhteella ($\zeta_2 = 0,1$) ja ehdotetulla ($\zeta_2 = 0,25$). Säätövoiman muutos oli merkityksetön, jotta sen olisi voitu katsoa olevan epäeduksi ehdotetulle vaimennussuhteelle.

Säätimen herkkyys parametrivirheille sekä simulointitulokset osoittavat, että verkkovirran takaisinkytkentää voidaan käyttää LCL-suodattimella varustetun verkkosuuntaajan säädössä. Kuitenkin tämän säätimen juuriurien muoto ja havaittu herkkyys parametrivirheille verrattuna säätimeen, jossa takaisinkytkennässä on käytetty suuntaajan virtaa, täytyy ottaa huomioon suunnittelussa eikä viritysarvoja voida suoraan siirtää säädinten välillä.

Viitteet

- [1] International Renewable Agency, verkkotietokanta, viitattu 23.11.2015, saatavissa: <http://resourceirena.irena.org/gateway/dashboard/>.
- [2] R. Teodorescu, M. Liserre ja P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power System*, 2. painos, Wiley, UK, 2011.
- [3] Hill, W.A., Kapoor, S.C., *Effect of two-level PWM sources on plant power system harmonics*, sarjassa IEEE Industry Applications Conference 1998, vol.2, ss.1300-1306, lokakuu 1998.
- [4] Blasko, V., Kaura, V., *A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.33, nro.2, ss.542-550, maaliskuu/huhtikuu 1997.
- [5] IEEE 1547, *Standard for interconnecting distributed resources with electric power systems*, standardi, USA, 2003.
- [6] Wang, T.C.Y., Zhihong Ye, Gautam Sinha, Xiaoming Yuan, *Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter*, IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference 2003, vol.2, ss.779-784, kesäkuu 2003.
- [7] Bolsens, B., De Brabandere, K., Van den Keybus, J., Driesen, J., Belmans, R., *Model-based generation of low distortion currents in grid-coupled PWM-inverters using an LCL output filter*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.21, nro.4, ss.1032-1040, heinäkuu 2006.
- [8] Kukkola, J., Hinkkanen, M., *Observer-Based State-Space Current Control for a Three-Phase Grid-Connected Converter Equipped With an LCL Filter*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.50, nro.4, ss.2700-2709, heinäkuu/elokuu 2014.
- [9] L. Harnefors, *Control of Variable-Speed Drives*, luentomoniste, Sweden, 2003.
- [10] J. Luomi, J. Niiranen ja A. Niemenmaa, *Sähkömekaniikka ja sähkökäytöt osa 2*, luentomoniste, Suomi 2007.
- [11] G. F. Franklin, J. D. Powell and A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamics System*, Prentice Hall PTR Upper Saddle River, USA, 1988.
- [12] R. C. Dorf, R. H. Bishop, *Modern Control Systems* 12. painos, Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., USA, 2011.
- [13] J. Kukkola. *Verkkosuodattimella varustetun verkkosuuntaajan virtasäätö*, diplomityö, Aalto-yliopisto, Sähkötekniikan osasto, Espoo, 2012.
- [14] S. K. Kivelä, *Matriisilasku ja lineaarialgebra*, 10. painos, Otatieto Oy, Suomi, 1984.

- [15] J. R. Silvester, Determinants of block matrices, verkkodokumentti, viitattu 1.12.2015, saatavissa:
<http://www.ee.iisc.ernet.in/new/people/faculty/prasantg/downloads/blocks.pdf>.
- [16] J. Lettl, J. Bauer ja L. Linhart *Comparison of Different Filter Types for Grid Connected Inverter*, Proceedings of PIERS 2011 in Marrakesh, maaliskuu 2011.
- [17] N. Mohan, T. M. Undeland ja P. Rodríguez, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, John Wiley & Sons, USA, 1989.
- [18] Liserre, M., Dell'Aquila, A., Blaabjerg, F., *Stability improvements of an LCL-filter based three-phase active rectifier*, IEEE 33th Annual Power Electronics Specialist Conference 2002, vol.3, ss.1195-1201, kesäkuu 2002.
- [19] Yi Lei, Zhengming Zhao, Fanbo He, Sizhao Lu, Lu Yin, *An improved virtual resistance damping method for grid-connected inverters with LCL filters*, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2011, pp.3816-3822, syyskuu 2011.
- [20] Twining, E., Holmes, D.G., *Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter*, IEEE 33th Annual Power Electronics Specialist Conference 2002, vol.3, ss.1189-1194, kesäkuu 2002.
- [21] Dannehl, J., Fuchs, F.W., Hansen, S., Thogersen, P.B., *Investigation of active damping approaches for PI-based current control of grid-connected PWM converters with LCL filters*, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2009, ss.2998-3005, syyskuu 2009.
- [22] S. Saarakkala, *Identification and Speed Control Design of Resonating Mechanical Systems in Electric Drives*, väitöskirja, Aalto-yliopisto, Sähkötekniikan ja automaation laitos, Espoo, 2014.
- [23] Routimo, M., Tuusa, H., *LCL Type Supply Filter for Active Power Filter - Comparison of an Active and a Passive Method for Resonance Damping*, IEEE 33th Annual Power Electronics Specialist Conference 2007, vol., ss.2939-2945, kesäkuu 2007.
- [24] Sang-Hyub Han, Jong-Hyoung Park, Heung-Geun Kim, Honnyong Cha, Tae-Won Chun, Eui-Cheol Nho, *Resonance damping of LCL filter based grid-connected inverter*, 7th International Power Electronics and Motion Control Conference 2012, vol.2, ss.796-800, kesäkuu 2012.
- [25] Gabe, I.J., Montagner, V.F., Pinheiro, H., *Design and Implementation of a Robust Current Controller for VSI Connected to the Grid Through an LCL Filter*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.24, nro.6, ss.1444-1452, kesäkuu 2009.
- [26] Dahono, P.A., Bahar, Y.R., Sato, Y.; Kataoka, T., *Damping of transient oscillations on the output LC filter of PWM inverters by using a virtual resistor*, 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems 2001, vol.1, ss.403-407, lokakuu 2001.

- [27] Zhihong Bai, Hao Ma, *Investigation on control strategies for LCL-filtered voltage-source converter*, IEEE 21st International Symposium on Industrial Electronics, ss.366-371, toukokuu 2012.
- [28] Aiguo Xu, Zhiying Xu, Shaojun Xie, Mengshu Zou, *Study on dual-loop grid current control scheme for grid-connected inverter with an LCL-filter*, 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications 2009, ss.3200-3203, toukokuu 2009.
- [29] Dahono, P.A., *A control method to damp oscillations on the input LC filter of current-type AC-DC PWM converters by using a virtual resistor*, The 25th International Telecommunications Energy Conference 2003, ss.757-761, lokakuu 2003.
- [30] Dannehl, J., Liserre, M., Fuchs, F.W., *Filter-Based Active Damping of Voltage Source Converters With LCL Filter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.58, nro.8, ss.3623-3633, elokuu 2011.
- [31] Gullvik, W., Norum, L., Nilsen, R., *Active damping of resonance oscillations in LCL-filters based on virtual flux and virtual resistor*, European Conference on Power Electronics and Applications 2007, ss.1-10, syyskuu 2007.
- [32] Qiangsong Zhao, Fen Liang, Weifeng Li, *A new control scheme for LCL-type grid-connected inverter with a Notch filter*, 27th Chinese Control and Decision Conference 2015, ss.4073-4077, toukokuu 2015.
- [33] Bueno, E.J., Espinosa, F., Rodriguez, F.J., Urefia, J., Cobrecas, S., *Current control of voltage source converters connected to the grid through an LCL-filter*, IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference 2004, vol.1, ss.68-73, kesäkuu 2004.
- [34] Lauttamus, P., Tuusa, H., *Model-based cascade control of three-level STATCOM with a tuned LCL-filter*, IEEE 26th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition 2011, ss.1569-1575, maaliskuu 2011.
- [35] Eric Wu, Lehn, P.W., *Digital Current Control of a Voltage Source Converter With Active Damping of LCL Resonance*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.21, nro.5, ss.1364-1373, syyskuu 2006.
- [36] Dannehl, J., Fuchs, F.W., Thogersen, P.B., *PI State Space Current Control of Grid-Connected PWM Converters With LCL Filters*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.25, nro.9, ss.2320-2330, syyskuu 2010.
- [37] Eren, S., Pahlevani, M., Bakhshai, A., Jain, P., *Observer-based control technique for a grid-connected DC/AC converter used in renewable energy applications*, IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems 2014, ss.1-5, kesäkuu 2014.

- [38] Ramos, C., Martins, A., Carvalho, A., *Complex state-space current controller for grid-connected converters with an LCL filter*, IEEE 35th Annual Conference of Industrial Electronics 2009, vol., ss.296-301, marraskuu 2009.
- [39] Silva, A.F.B.O., Silva, S.M., Lobato, G., Filho, B.J.C., *Observer-based state feedback controller for LCL filter used in PV applications with grid current measurement only*, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2015, ss.3303-3307, syyskuu 2015.
- [40] Busada, C.A., Gomez Jorge, S., Solsona, J.A., *Full-State Feedback Equivalent Controller for Active Damping in LCL-Filtered Grid-Connected Inverters Using a Reduced Number of Sensors*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.62, nro.10, ss.5993-6002, lokakuu 2015.
- [41] Kukkola, J., Hinkkanen, M., Zenger, K., *Observer-Based State-Space Current Controller for a Grid Converter Equipped With an LCL Filter: Analytical Method for Direct Discrete-Time Design*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.51, nro.5, ss.4079-4090, syyskuu/lokakuu 2015.

A Tilasäätimen ja -havaitseijan separoituvuus

Todistetaan tilasäätimen ja -havaitseijan separoituvuus lähtemällä liikkeelle yleisen tilaesityksen (20) karakteristisesta polynomista

$$\det \begin{bmatrix} s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{BK}_c & \mathbf{Bk}_I & \mathbf{BK}_o \\ \mathbf{C} & s & \mathbf{0} \\ -\mathbf{LC} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_c & \hat{\mathbf{B}}\mathbf{k}_I & s\mathbf{I} - \hat{\mathbf{A}} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_o + \mathbf{LC} \end{bmatrix} = 0. \quad (\text{A1})$$

Matriisin determinantti säilyy vaikka lisätään pystyrivi skalaarilla kerrottuna toiseen pystyriviin tai vaakarivi lisätään skalaarilla kerrottuna toiseen vaakariviin [14, s. 157]. Gaussin algoritmi perustuu tähän. Kun lohkomatriiseja lisätään toisiinsa, on tarkistettava, että lohkomatriisien dimensiot ovat samat.

Koska kolmannen pystyrivin matriisien dimensiot ovat yhtä suuret kuin ensimmäisen pystyrivin

$$\begin{aligned} \dim\{\mathbf{BK}_o\} &= \dim\{s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{BK}_c\} \\ \dim\{\mathbf{0}\} &= \dim\{\mathbf{C}\} \\ \dim\{\mathbf{LC} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_c\} &= \dim\{s\mathbf{I} - \hat{\mathbf{A}} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_o + \mathbf{LC}\}, \end{aligned}$$

kolmas pystyrivi voidaan lisätä ensimmäiseen pystyriviin ykkösellä kerrottuna, jolloin karakteristiseksi polynomiksi tulee

$$\det \begin{bmatrix} s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{BK}_c + \mathbf{BK}_o & \mathbf{Bk}_I & \mathbf{BK}_o \\ \mathbf{C} & s & \mathbf{0} \\ s\mathbf{I} - \hat{\mathbf{A}} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_c + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_o & \hat{\mathbf{B}}\mathbf{k}_I & s\mathbf{I} - \hat{\mathbf{A}} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_o + \mathbf{LC} \end{bmatrix} = 0.$$

Ensimmäinen vaakarivi voidaan lisätä kolmanteen vaakariviin miinus ykkösellä kerrottuna, koska

$$\begin{aligned} \dim\{s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{BK}_c + \mathbf{BK}_o\} &= \dim\{s\mathbf{I} - \hat{\mathbf{A}} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_c + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_o\} \\ \dim\{\mathbf{Bk}_I\} &= \dim\{\hat{\mathbf{B}}\mathbf{k}_I\} \\ \dim\{\mathbf{BK}_o\} &= \dim\{s\mathbf{I} - \hat{\mathbf{A}} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{K}_o + \mathbf{LC}\}, \end{aligned}$$

jolloin saadaan karakteristinen polynomi

$$\det \begin{bmatrix} s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{B}(\mathbf{K}_c + \mathbf{K}_o) & \mathbf{Bk}_I & \mathbf{BK}_o \\ \mathbf{C} & s & \mathbf{0} \\ -\hat{\mathbf{A}} + \mathbf{A} + (\hat{\mathbf{B}} - \mathbf{B})\mathbf{K}_c + (\hat{\mathbf{B}} - \mathbf{B})\mathbf{K}_o & (\hat{\mathbf{B}} - \mathbf{B})\mathbf{k}_I & s\mathbf{I} - \hat{\mathbf{A}} + (\hat{\mathbf{B}} - \mathbf{B})\mathbf{K}_o + \mathbf{LC} \end{bmatrix} = 0,$$

jolla on samat ominaisarvot kuin polynomilla (A1). Olkoon meillä systeemimatriisin virhe $\Delta\mathbf{A} = \hat{\mathbf{A}} - \mathbf{A}$ ja sisääntulomatriisin virhe $\Delta\mathbf{B} = \hat{\mathbf{B}} - \mathbf{B}$ sekä vahvistusvektori

$\mathbf{K} = \mathbf{K}_c + \mathbf{K}_o$, niin karakteristinen polynomi voidaan kirjoittaa muotoon

$$\det \begin{bmatrix} s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{BK} & \mathbf{B}k_I & \mathbf{BK}_o \\ \mathbf{C} & s & \mathbf{0} \\ -\Delta\mathbf{A} + \Delta\mathbf{BK} & \Delta\mathbf{B}k_I & s\mathbf{I} - \mathbf{A} - \Delta\mathbf{A} + \Delta\mathbf{BK}_o + \mathbf{LC} \end{bmatrix} = 0. \quad (\text{A2})$$

Nyt voidaan käyttää 2x2 lohkomatriisin determinantin kaavaa, jonka avulla determinatti saadaan kahden determinantin tuloksi [15]

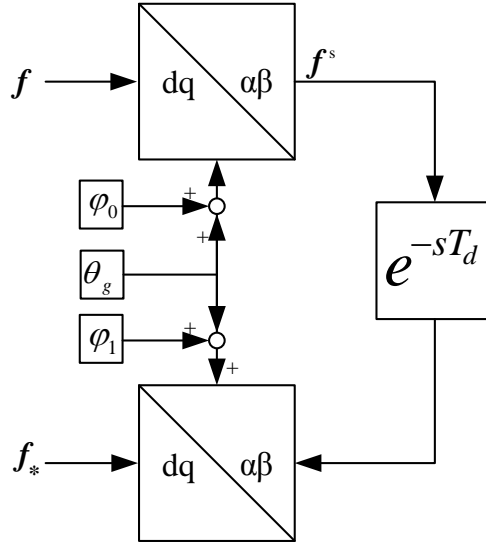
$$\det \left\{ \begin{bmatrix} s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{BK} & \mathbf{B}k_I \\ \mathbf{C} & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{BK}_o \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} (s\mathbf{I} - \mathbf{A} - \Delta\mathbf{A} + \Delta\mathbf{BK}_o + \mathbf{LC})^{-1} \cdot \right. \\ \left. (-\Delta\mathbf{A} + \Delta\mathbf{BK} \quad \Delta\mathbf{B}k_I) \right\} \det (s\mathbf{I} - \mathbf{A} - \Delta\mathbf{A} + \Delta\mathbf{BK}_o + \mathbf{LC}) = 0. \quad (\text{A3})$$

Jos parametrivirheitä ei ole, eli $\Delta\mathbf{A} = \mathbf{0}$ ja $\Delta\mathbf{B} = \mathbf{0}$, kokonaisjärjestelmän navat saadaan säätimen ja havaitsijan karakteristisen polynomin tulona

$$\det \begin{pmatrix} s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{BK} & \mathbf{B}k_I \\ \mathbf{C} & s \end{pmatrix} \det (s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{LC}) = K_c(s)K_o(s) = 0 \quad \blacksquare \quad (\text{A4})$$

B Viiveen kompensointi Park-muunnoksessa

Kuvasta B1 on piirretty lohkokaavio, jossa tahtikoordinaatistossa kompleksinen funktio \mathbf{f} on muunnettu käänteis-Park-muunnoksen avulla stationaariseseen koordinaatistoon. Stationaarisessa koordinaatistossa funktioon \mathbf{f}^s on lisätty viive T_d , minkä jälkeen se on palautettu Park-muunnoksen avulla takaisin tahtikoordinaatistoon, jota vastaa funktio \mathbf{f}_* . Park-muunnoksien yhteinen kiertokulma on $\theta_g = \omega_g t$.



Kuva B1: Park-muunnos ja käänteis-Park-muunnos, kun stationarisessa koordinaatistossa on aikaviive.

Funktio \mathbf{f}^s on, kun käänteis-Park-muunnoksessa oleva kiertokulma on $\omega_g t + \phi_0$,

$$\mathbf{f}^s(t) = \mathbf{f}(t) e^{j\omega_g t + j\phi_0}, \quad (\text{B1})$$

jolloin viiveen jälkeen funktio on

$$\mathbf{f}^s(t) = \mathbf{f}(t - T_d) e^{j\omega_g t - j\omega_g T_d + j\phi_0}. \quad (\text{B2})$$

Park-muunnoksella palautetaan funktio takaisin tahtikoordinaatistoon, jossa kiertokulma on $-\omega_g t - \phi_1$

$$\mathbf{f}_*(t) = \mathbf{f}(t - T_d) e^{j(-\omega_g T_d + \phi_0 - \phi_1)}. \quad (\text{B3})$$

Jos valitaan, että $\phi_0 = 0$ ja $\phi_1 = 0$, alkuperäinen funktio \mathbf{f} ja uusi funktio \mathbf{f}_* eivät ole samassa tahtikoordinaatistossa vaan niiden välillä on $-\omega_g T_d$ vaihe-ero. Määäämällä, että

$$-\omega_g T_d + \phi_0 - \phi_1 = 0, \tag{B4}$$

voidaan valita vaihekulmien ϕ_0 ja ϕ_1 arvot siten, että \mathbf{f} ja \mathbf{f}_* saadaan samaan koordinaatistoon. Funktioiden välillä oleva viive pysyy, mutta koordinaatistoiden välille syntyvä vaihe-ero saadaan kumottua. Yhtälöstä B3 nähdään, että jos viive ja vaihekulmat ovat nollia, saadaan alkuperäinen funktio.